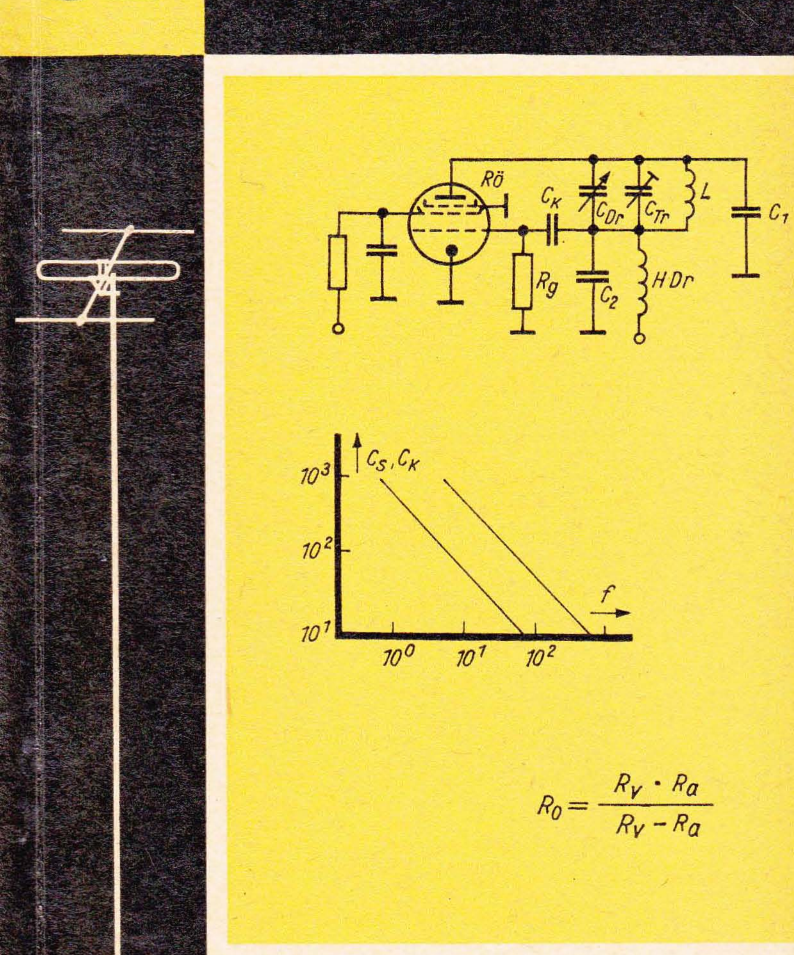
52

DER PRAKTISCHE FUNKAMATEUR



Otthermann
Kronjäger

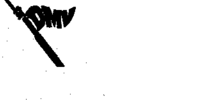
Formelsammlung für den Funkamateur (II)

Der praktische Funkamateur · Band 52

Formelsammlung für den Funkamateur (II)

OTTHERMANN KRONJÄGER

Formelsammlung für den Funkamateur (II)



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Inhaltsverzeichnis

Vorwort

Der schnelle Absatz der „Formelsammlung für den Funkamateur (Teil I)“ hat gezeigt, daß der Funkamateur an mathematischen Zusammenhängen der Elektro- und Funktechnik interessiert ist. Darum hielt es der Autor für angebracht, einen Teil II mit weiteren Formeln zusammenzustellen.

Infolge der begrenzten Seitenzahl muß auf eine Ableitung der gebrachten Formeln verzichtet werden. Außerdem waren umfassende Erklärungen zu den Themen nicht möglich; deshalb wird in besonderen Fällen auf Spezialliteratur verwiesen. Die Beziehungen sind im allgemeinen so abgefaßt, daß für ihre Anwendung nur die Grundrechnungsarten vorausgesetzt werden. Dabei sollte man aber Formeln nach unbekannten Größen hin umstellen können. Es werden hin und wieder auch Schwierigkeiten bei der Festlegung von Kommastellen auftreten.

Aus den genannten Gründen wurden zahlreiche Rechenbeispiele eingefügt, durch die sich ähnliche Probleme der Praxis leichter lösen lassen. Die Bilder sollen zum besseren Verständnis des gebotenen Stoffes beitragen.

Am Ende der Broschüre findet der Leser neben einer Anzahl von Diagrammen, die für die Berechnungen eine gute Grundlage bilden, eine Aufstellung der verwendeten Zeichen.

Leipzig, im Juni 1964 Otthermann Kronjäger

1. Die Elektronenröhre als Verstärker

Die Praxis des KW-Amateurs zeigt, daß die Elektronenröhre noch heute eines der meistverwendeten Bauelemente ist. Der richtige Einsatz der Röhre bestimmt außerordentlich die Funktion eines Bausteins oder Geräts. Eine entsprechende Auswahl von Schaltungen findet man im Amateurhandbuch. Dort wird auch die Wirkungsweise der Röhren erklärt, so daß sich weitere Ausführungen erübrigen. Bekanntlich kann man bei Kenntnis zweier Kenndaten einer Röhre aus der Barkhausenschen Röhrengleichung die fehlende Größe bestimmen:

$$S \cdot R_i \cdot D = 1; \qquad (1)$$

S in mA/V, R in kΩ.

Es soll zunächst die verstärkende Wirkung der Röhre nachgewiesen werden. Später folgen spezielle Verstärkerstufen. Bild 1 zeigt eine Verstärkerstufe im Prinzip. Über den Wider-

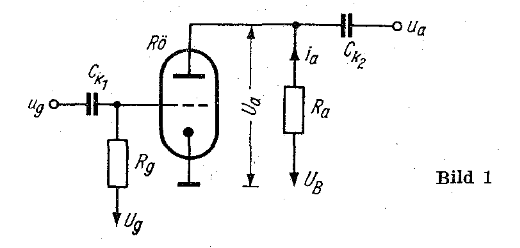


Bild 1

stand R_g führt man die Gittervorspannung an das Gitter der Röhre. Der Widerstandswert muß so groß sein, daß möglichst keine Spannungsteilung mit ihm und dem kapazitiven Widerstand des Kopplungskondensators C_k stattfindet. Durch Anlegen einer Gitterwechselspannung $u_g = \hat{u}_g \cdot \sin \omega t$ an den Eingang der Röhre entsteht eine Überlagerung mit der

Gittergleichspannung. Der Momentanwert der Gitterspannung wird somit

$$\mathfrak{U}_g = U_g + u_g \,. \tag{2}$$

Infolge von $\mathfrak{U}_g$ ist der Momentanwert des Anodenstroms

$$\mathfrak{I}_a = I_a + i_a \,. \tag{3}$$

In dieser Gleichung (im folgenden abgekürzt Gl.) ist I_a der Anodengleichstrom. Ihn stellt man durch die Gittervorspannung U_g, die Anodenspannung U_a und ggf. noch durch andere Spannungen ein (Mehrgitterröhren). In dieser Weise nimmt man eine Arbeitspunkteinstellung vor. Der Anodenwechselstrom $i_a = \hat{i}_a \cdot \sin \omega t$ wird durch die der Gittervorspannung überlagerte Wechselspannung hervorgerufen. Über den Außenwiderstand R_a gelangt die Anodenspannung an die Anode der Röhre. In Verbindung mit der Speisespannung U_B ist somit die momentane Anodenspannung

$$\mathfrak{U}_a = U_B - \mathfrak{I}_a \cdot R_a \,. \tag{4}$$

Am Ohmschen Widerstand R_a fällt die Wechselspannung

$$u_a = - i_a \cdot R_a \tag{5}$$

ab. Das negative Vorzeichen gibt an, daß Gitter- und Anodenwechselspannung um 180° phasenverschoben sind. Mit den Kenndaten der Röhre ist der Anodenwechselstrom

$$i_a = \frac{u_g}{D} \cdot \frac{1}{R_i + R_a} = u_g \cdot \frac{S}{1 + S \cdot D \cdot R_a} \,. \tag{6}$$

Der Quotient neben u_g in Gl. (6) heißt dynamische Steilheit oder Arbeitssteilheit. Es gilt also

$$S' = \frac{S}{1 + S \cdot D \cdot R_a} \,; \tag{7}$$

sie ist kleiner als die statische Steilheit S. Infolge des hohen Innenwiderstandes der Pentoden vereinfacht sich Gl. (6) in

$$i_a \approx S \cdot u_g \,. \tag{8}$$

Die Wechselspannung u_a kann man über einen Kondensator der nächsten Stufe zuführen. Das Verhältnis $- u_a/u_g$ bezeichnet man als Verstärkung. Sie kann bei komplexen

Außenwiderständen ebenfalls komplex werden. Für den Betrag der Verstärkung gilt

$$v = \frac{u_a}{u_g} = S' \cdot R_a = \frac{S \cdot R_a}{1 + \frac{R_a}{R_i}}. \tag{9}$$

In der Beziehung für S' ist $S \cdot D = 1/R_i$. Daraus läßt sich erkennen, daß bei einem großen R_i (Pentoden) v in

$$v \approx S \cdot R_a \tag{10}$$

übergeht. Bei einer Vielzahl von Verstärkerstufen, die in Kaskade geschaltet sind, wird die Gesamtverstärkung

$$v_{ges} = v_1 \cdot v_2 \cdot v_3 \cdots v_n . \tag{11}$$

Oben wurde von komplexen Widerständen gesprochen. Da diese Ausdrücke verschiedentlich im Text wiederkehren, seien einige Bemerkungen zu derartigen Widerständen gestattet. Allgemein ergibt sich

$$\mathfrak{R} = a + j \cdot b . \tag{12}$$

Der komplexe Widerstand setzt sich aus der reellen Komponente a (hier dem Wirkwiderstand) sowie aus der Blindkomponente b (dem Imaginärteil) zusammen. Als Kennzeichen des Blindwerts gilt der Faktor $j = \sqrt{-1}$. Der Phasenwinkel des Widerstands ist

$$\varphi = \arctan \frac{b}{a} ; \tag{13}$$

sein Betrag

$$|\mathfrak{R}| = \sqrt{a^2 + b^2} .$$

In Bild 2 ist die Verstärkung als Funktion von R_a/R_i angegeben. Dort kann man auch erkennen, daß sie einem Maximalwert

$$v_{max} = \frac{1}{D} = \mu \tag{14}$$

zustrebt.

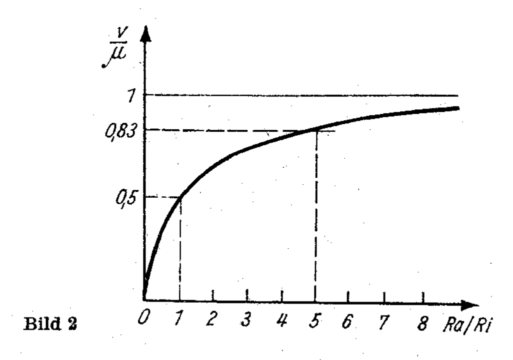


Bild 2

Die Ersatzschaltbilder der Verstärkerröhre im Arbeitspunkt sind aus Bild 3 ersichtlich. Bild links: Leerlaufspannung

$$u_l = -\frac{u_g}{D} \tag{15}$$

als Generatorspannung; Bild rechts: Kurzschlußstrom

$$i_K = S \cdot u_g \, . \tag{16}$$

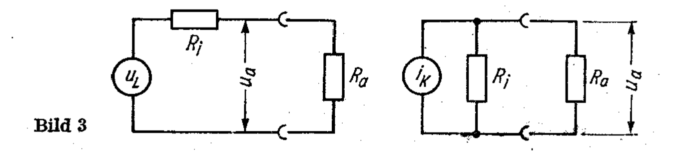


Bild 3

Zeichnet man in das Kennlinienfeld die Widerstandsgerade ein, dann lassen sich alle interessierenden Spannungen und Ströme ablesen. Die Gerade berührt auf der Abszisse die Speisespannung U_B (Bild 4), auf der Ordinate $I_a = U_B/R_a$; ferner muß sie den Arbeitspunkt schneiden. Bei einem anderen Außenwiderstand verändert sich der Winkel γ. Extreme Lagen der Geraden sind: waagrecht (maximale Anodenwechselspannung) sowie senkrecht (maximaler Anodenwechselstrom).

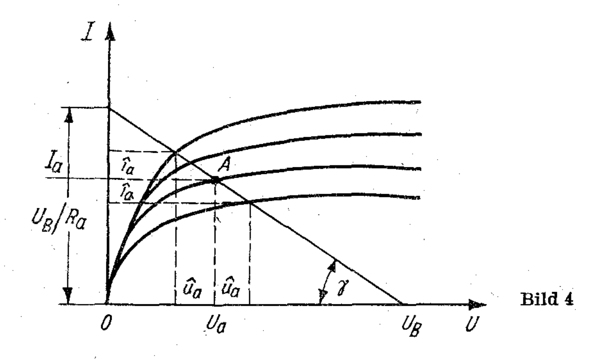


Bild 4

Identifiziert man die Spannung auf der Abszisse und den Strom auf der Ordinate mit einer Strecke, dann ist

$$\cot \gamma \triangleq \frac{U_B}{I_a}; \tag{17}$$

z. B. in kΩ, U in V, I in mA.

Soll die volle Batteriespannung ausgenutzt werden, so verwendet man dazu Übertrager und Spulen. Der Gleichstromwiderstand ihrer Wicklung ist gering. Deshalb findet kaum ein Spannungsabfall statt. Also ist $U_B \approx U_a$. Es folgen nun Verstärkerstufen, die spezielle Aufgaben zu erfüllen haben.

1.1. Breitbandverstärker

Es hat sich als zweckmäßig erwiesen, eine Unterteilung der Verstärker hinsichtlich des zu übertragenden Frequenzbandes vorzunehmen. Danach bezeichnet man Verstärker, die ein schmales Frequenzband verstärken, als Selektivverstärker, die ein breites Band verstärken, dagegen als Breitbandverstärker. In Bild 5 ist eine Breitbandverstärkerstufe mit Pentode dargestellt. Grundsätzlich könnte auch eine Triode Verwendung finden. Ihre Verstärkungseigenschaften und ihr relativ großer Durchgriff sind zur Übertragung eines größeren Frequenzbandes weniger geeignet. Bild 5 läßt erkennen, daß die Anodenspannung über die Widerstände

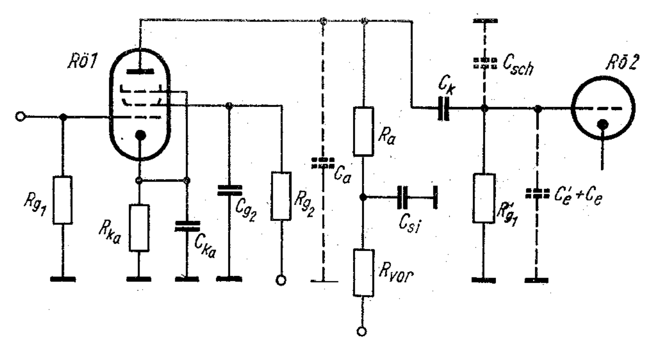


Bild 5

R_{vor} und R_a zugeführt wird. R_a darf man nicht zu groß wählen, da sonst die Anodengleichspannung einen zu geringen Wert erhält. In Verbindung mit der Verzerrungsfreiheit der zu verstärkenden Wechselspannung und der aus Bild 2 ersichtlichen Abhängigkeit der Verstärkung ergibt sich folgendes:

Bei Trioden, die ein Band bis etwa 20 kHz zu verstärken haben, wählt man den Außenwiderstand $5 \cdot R_i$, bei Pentoden dagegen 0,1 bis $0{,}2 \cdot R_i$. Wie später noch gezeigt wird, nimmt der Wert von R_a ab, wenn ein größerer Frequenzbereich zu übertragen ist. Demnach müßte dann auch die Verstärkung abnehmen. Das kann man teilweise durch steile Pentoden verhindern. Des weiteren ist aus Bild 5 zu erkennen, daß über C_k die verstärkte Wechselspannung an die nächste Stufe gegeben wird. Über R'_{g1} führt man die Gittervorspannung zur Röhre 2. Infolge R_a und C_k haben derartig aufgebaute Stufen die Bezeichnung RC-Verstärker erhalten. Trägt man in einem Diagramm die Verstärkung als Funktion der Frequenz auf, so ergibt sich ein Verlauf nach Bild 6. Daraus kann man ersehen, daß in einem größeren Bereich eine konstante Verstärkung vorhanden ist. An dem Punkt aber, wo die Verstärkung den Wert $v = 0{,}707 \cdot v_{max}$ hat, sind die Frequenzen f_u (untere Grenzfrequenz) und f_o (obere Grenzfrequenz) zu erkennen. Diese Frequenzen spielen eine große Rolle bei der Dimensionierung von Verstärkern. Durch die Eigenschaften der Schaltung tritt auch eine Beeinflussung des Phasengangs

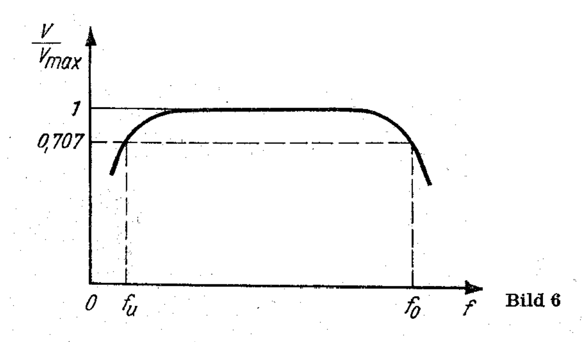


Bild 6

auf. Die Kondensatoren C_k, C_{Ka}, C_{Si}, C_{g2} und die Widerstände R_a, R_{vor}, R_{Ka}, R_{g2} können die untere Grenzfrequenz beeinflussen. Die Größe von C_k richtet sich danach, wie groß R'_{g1} und die Frequenz f_u sein sollen, weil eine Spannungsteilung zwischen C_k sowie R'_{g1} stattfindet. Bedenkt man ferner, daß gegebenenfalls s hintereinander geschaltete Stufen möglich sein können und die Gesamtverstärkung einen p-fachen Abfall erhalten kann, so ergibt sich für [1] (Diagramm 1)

$$C_k \geqq \frac{160}{f_u \cdot R'_{g1}} \cdot \frac{\sqrt[s]{p}}{\sqrt{1 - \left(\sqrt[s]{p}\right)^2}}, \qquad (18)$$

C_k in nF, R in MΩ, f in Hz.

Damit bei f_u noch keine Gegenkopplungswirkung durch eine zu geringe Kapazität eintritt, berechnet man den Kondensator nach folgender Formel:

$$C_{Ka} \approx \frac{4{,}73 \cdot 10^{-1}}{f_u \cdot R_{Ka}} \cdot \sqrt{(1 + S' \cdot R_{Ka})^2 - 1{,}1}; \qquad (19)$$

C_{Ka} in μF, f in Hz, R in kΩ.

In der Beziehung ist S' die dynamische Steilheit, sie geht in die statische Steilheit für $R_a \ll R_i$ über. Der Widerstand R_{vor} muß hinsichtlich der unteren Grenzfrequenz f_u den Wert

$$R_{vor} > \frac{0{,}159}{f_u \cdot C_{Si}}, \qquad (20)$$

R_{vor} in Ω, f in Hz, C in F erhalten. Es gilt auch für ihn

$$R_{vor} = R_{Ka} \cdot R_a \cdot S; \tag{21}$$

R_{vor} in kΩ, R in kΩ, S in mA/V.

Mit der Schirmgitterspannung ist auch R_{g2} bekannt.

In Verbindung mit C_2 gilt dann $C_2 \cdot R_{g2} = 1/f_u$; damit läßt sich C_2 ermitteln.

Zur Übertragung der oberen Grenzfrequenz f_o muß man die Kapazität C_S berücksichtigen, weil sie parallel dem Außenwiderstand R_a liegt. Infolge der Parallelschaltung von R_a

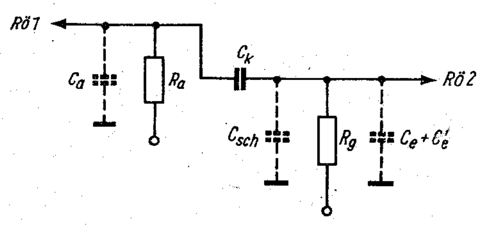


Bild 7

und C_S wird die Verstärkung mit steigender Frequenz geringer. Nach Bild 7 hat man mit folgenden Kapazitäten zu rechnen:

$$C_S = C_a + C_e + C'_e + C_{sch}. \tag{22}$$

Darin sind C_a = Ausgangskapazität von $Rö_1$; C_e = Eingangskapazität ($Rö_2$); C_{sch} = Schaltkapazität, in Näherung etwa 5 pF. C'_e ist die sogenannte dynamische Kapazität von $Rö_2$. Mit ihrer Verstärkung wird

$$C'_e = C_{ga}(1 + v); \tag{23}$$

C_{ga} ist die Gitter-Anodenkapazität der Röhre. Unter Berücksichtigung eines mehrstufigen Verstärkers mit dem p-fachen Abfall der Verstärkung gilt für Triodenbestückung bezüglich

$$f_{oTr} \approx 0{,}159 \cdot \sqrt{\frac{1 - \sqrt[s]{p^2}}{R_i \cdot C_S \cdot \sqrt[s]{p}}}; \tag{24}$$

f_{oTr} in Hz, R in Ω, C in F,

sowie für Pentoden (Diagramm 2) bezüglich

$$f_{oPe} \approx \frac{0{,}159 \sqrt{1 - \sqrt[s]{p^2}}}{R_a \cdot C_S \cdot \sqrt[s]{p}}; \qquad (25)$$

f_{oPe} in Hz, R in Ω, C in F.

Mit steigender Frequenz muß, mit Rücksicht auf C_S, R_a immer geringer werden. Das ist natürlich nur bis zu einem gewissen Grade möglich, soweit wie sich noch eine Verstärkung erzielen läßt. Schaltet man beispielsweise in Reihe mit

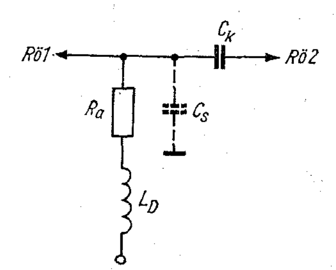


Bild 8

R_a eine Induktivität (Bild 8), dann kann C_s etwas kompensiert werden. Die Kompensation wäre um so wirksamer, je weniger der aus L_D und C_S bestehende Kreis bedämpft würde. Das widerspräche aber einer gleichmäßigen Verstärkung bis f_o. Ist das Verhältnis zwischen der Betriebsfrequenz $f/f_o =$ 0,707, wobei

$$f_o = \frac{0{,}159}{\sqrt{L_D \cdot C_S}}, \qquad (26)$$

f_o in Hz, L in H, C in F,

sein soll, dann ergibt sich für

$$R_a = \frac{0{,}159}{f_0 \cdot C_S}; \qquad (27)$$

R_a in Ω, C in F,

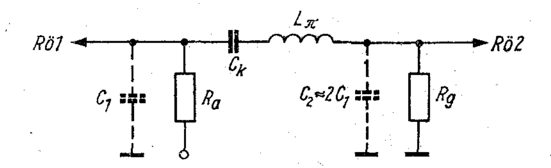


Bild 9

und für

$$L_D = \frac{0{,}25}{f^2 \cdot C_S}; \qquad (28)$$

L_D *in* H, *f in* Hz, C *in* F.

Hat man Frequenzen bis etwa 5 MHz zu übertragen, so macht sich schon der Ort der Kapazitäten bezüglich der Leitungslänge bemerkbar. Eine noch bessere Kompensation der Kapazitäten erreicht man mit einem π-Glied. Läßt man wiederum einen Verstärkungsabfall an der oberen Grenzfrequenz von 0,707 zu, so ergibt sich die Induktivität L_π bei der Betriebsfrequenz f (Bild 9)

$$L_\pi \approx \frac{8 \cdot 10^{-2}\, R_a}{f_0}; \qquad (29)$$

L_π in H, f in Hz, C in F.

Der Anodenwiderstand R_a wird

$$R_a \approx \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}}{(C_1 + C_2)\, f_0};$$

R_a *in* Ω, *f in* Hz, *c in* F.

C_1 stellt die Ausgangskapazität der $Rö_1$ dar. Ebenso rechnet man die Hälfte der Schaltkapazität bei C_1 zu. In C_2 vereinigen sich C_e, C_e' sowie die andere Hälfte der Schaltkapazität. Die Güte der Induktivität soll größer als 20 sein.

Beispiel 1

Wie groß müssen die Kopplungskondensatoren eines zweistufigen NF-Verstärkers sein, wenn bei der unteren Grenzfrequenz $f_u = 100$ Hz der Verstärkungsabfall $v/v_{max} = 0{,}707$ betragen soll? Die Gitterableitwiderstände sind mit 0,8 MΩ vorgesehen.

Nach Gl. (18) ist $s = 2$ und $p = 0{,}707$. Also muß C_k folgenden Wert erhalten:

$$C_k = \frac{160}{100 \cdot 0{,}8} \cdot \frac{\sqrt{0{,}707}}{\sqrt{1 - \left(\sqrt{0{,}707}\right)^2}} \approx 3 \text{ nF}.$$

Beispiel 2

Wie groß muß der Vorwiderstand einer Verstärkerstufe mindestens sein, damit man keinen Abfall bei $f_u = 30$ Hz erhält?

Der Siebkondensator C_{Si} hat den Wert von 1 μF.

Es ergibt sich nach Gl. (20):

$$R_{vor} > \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}}{3 \cdot 10^{1} \cdot 10^{-6}} > 33 \text{ k}\Omega.$$

Beispiel 3

Bei einer Pentodenschaltung ist der Wert des Anodenwiderstandes R_a zu bestimmen. Die Kapazität C_S wird mit 20 pF angegeben. In dieser Schaltung möchte man 1500 kHz mit einem Verstärkungsabfall von 0,707 noch zulassen.

Da v/v_{max} mit 0,707 erreicht werden soll, ist $f_o = 1500$ kHz. In Anwendung von Gl. (25) wird

$$R_a \approx \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1} \cdot \sqrt{1 - 0{,}5}}{20 \cdot 10^{-12} \cdot 0{,}707 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{6}} \approx 5{,}3 \text{ k}\Omega.$$

Beispiel 4

In einem Breitbandverstärker müssen Frequenzen bis zu 5,5 MHz bei einem Abfall von $v/v_{max} = 0{,}707$ verstärkt werden.

Die Kapazitäten $C_1 = 10$ pF und $C_2 = 20$ pF sollen in Verbindung mit einer Induktivität als π-Glied die Verstärkung ermöglichen. Wie groß müssen diese Induktivität und der Widerstand R_a sein?

Mit Gl. (30) ist $$R_a \approx \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}}{3 \cdot 10^{-11} \cdot 5{,}5 \cdot 10^{6}} = 965 \, \Omega.$$

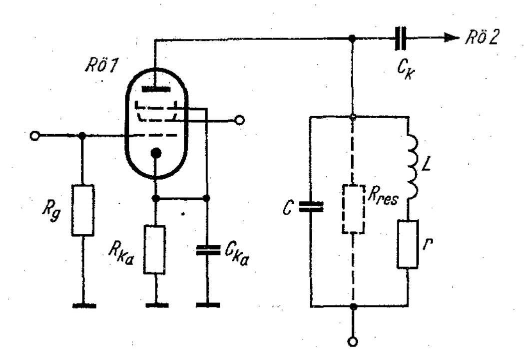


Bild 10

und mit Gl. (29) $L_\pi \approx \dfrac{8 \cdot 10^{-2} \cdot 9{,}65 \cdot 10^{2}}{5{,}5 \cdot 10^{6}} = 1{,}44\ \mu\,\mathrm{H}$.

1.2. Selektivverstärker mit Einzelkreis

Die Aufgabe der Selektivverstärker besteht darin, ein relativ schmales Frequenzband zu verstärken. Das begünstigt eine höhere Stufenverstärkung. In Bild 10 ist ein Schwingkreis in der Anodenleitung der Röhre zu sehen. Den Kreis kann man auf die Grund- oder Oberwellen der Gitterwechselspannungsfrequenz abstimmen. Schädliche Kapazitäten und Induktivitäten (von Schaltung und Röhre) gehen in die Schwingkreiselemente mit ein. Es werden noch brauchbare Stufenverstärkungen bis in das UHF-Gebiet erreicht. Da dem Kreis in der Schaltung Verlustwiderstände parallelliegen, wird die Betriebsgüte des Kreises geringer als seine Leerlaufgüte. Bekanntlich hat der Kreis im abgestimmten Zustand Ohmschen Charakter. Sein Widerstandswert ist der Resonanzwiderstand des Kreises

$$R_{res} = \frac{L}{C \cdot r} = \omega L \cdot Q = \frac{Q}{\omega C}; \qquad (31)$$

R_{res} in Ω, L in H, C in F, r in ω in s^{-1}.

Q ist die Kreisgüte. R_{res} können der Innenwiderstand der Röhre und der Gitterableitwiderstand der folgenden Röhre parallelliegen. Ihre Einflüsse lassen sich sehr herabsetzen, z. B. bezüglich R_i durch eine Pentode. Allgemein gilt für die Verstärkung

$$v = \frac{S \cdot R_{res}}{\sqrt{\left(\frac{R_{res}}{R_i} + 1\right)^2 + \Omega'^2}}, \tag{32}$$

z. B. S in mA/V, R in kΩ.

Den Ausdruck Ω' bezeichnet man mit normierter Verstimmung, d. h. bezogene Verstimmung. Ihr Wert ist

$$\Omega' = 2 \cdot \frac{\Delta\omega\, L}{r}, \tag{33}$$

z. B. ω in s^{-1}, L in H, r in Ω.

In Gl. (33) ist r der Verlustwiderstand der Spule. $2\,\Delta\omega$ wird als Bandbreite des Kreises bezeichnet. Für sie gilt auch

$$2\,\Delta f = \frac{f_{res}}{Q}; \tag{34}$$

$2\,\Delta f$ in Hz.

Bemerkung: Die Kreisgüte Q ist nur dann wie oben einzusetzen, wenn keinerlei andere Parallelwiderstände zu R_{res} existieren. Umrechnungen von r in den Parallelwiderstand zur Spule sowie weitere Transformationen können im ersten

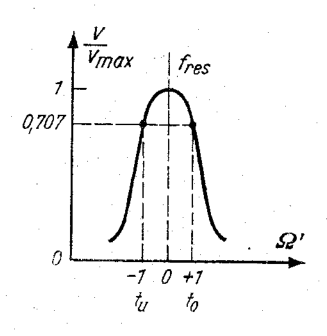


Bild 11

Teil der Formelsammlung nachgelesen werden. Bei Hochfrequenzpentoden vereinfacht sich Gl. (32) in

$$v \approx \frac{S \cdot R_{res}}{\sqrt{1 + \Omega'^2}}. \tag{35}$$

Läßt man Ω' variieren, so ergibt sich nach Bild 11 für das *oft zitierte Verhältnis* v/v_{max} eine Resonanzkurve.

Beispielsweise ist für $\Omega' = 0$ $v/v_{max} = 1$; der Kreis ist in Resonanz. Für $\Omega' = \pm 1$ ergibt sich die obere und untere Grenzfrequenz. Demnach wird $f_o - f_u = 2\,\Delta\omega =$ die Bandbreite des Kreises. Durch Anzapfungen an der Induktivität kann man den Einfluß des Innenwiderstands bzw. den des Gitterableitwiderstands herabsetzen. Ähnlich verhält es sich mit den schädlichen Kapazitäten. Hat man mehrere Stufen als Geradeausverstärker geschaltet, so muß man die Güte des Einzelkreises entsprechend auslegen. Diese Maßnahme wird deshalb nötig, damit man die geforderte Gesamtbandbreite erhält. Die Güte ist also

$$Q_E = Q\sqrt{\sqrt[s]{2} - 1}; \tag{36}$$

s = Anzahl der Stufen, Q = Leerlaufgüte des Einzelkreises.

1.2.1. Selektivverstärker mit Bandfilter

Die Resonanzkurve eines Einzelkreises hat einen flachen Auslauf weit außerhalb der Resonanzfrequenz. Seine Übertragungseigenschaften sind demnach weit entfernt von der idealen Durchlaßkurve (rechteckiger Verlauf). Verwendet man mehrere Kreise, die im Anoden- und Gitterkreis von Verstärkerröhren liegen (Bild 12), so erreicht man eine gute An-

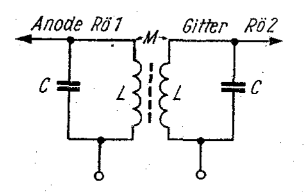


Bild 12

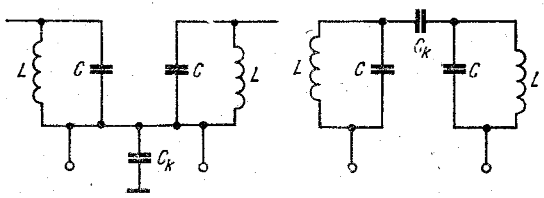


Bild 13

näherung an die ideale Durchlaßkurve. Diese induktiv oder kapazitiv gekoppelten Kreise werden als Bandfilter bezeichnet. Durch die Versteilerung der Flanken tritt eine Erhöhung der Trennschärfe ein. Diesem Vorteil steht der Nachteil der Verstärkungsminderung entgegen. — Im folgenden sollen zweikreisige Bandfilter erläutert werden; die Kreise mögen gleiche Eigenschaften besitzen. Als Verstärkerröhren finden Pentoden Verwendung. Induktiv gekoppelte Filter haben den Kopplungsfaktor

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{M}{L_1}; \qquad (37)$$

M = Gegeninduktivität.

Da gleiche Kreisdaten vorausgesetzt werden, vereinfacht sich obige Gleichung in den rechts stehenden Ausdruck. Aus Bild 13 sind zwei Kopplungsmöglichkeiten mit Kondensatoren ersichtlich. Für den Kopplungsfaktor der linken Anordnung ergibt sich

$$k \approx \frac{1}{C_k} \sqrt{C_1 \cdot C_2} \approx \frac{C_1}{C_k}. \qquad (38)$$

In der rechten Anordnung beträgt er

$$k \approx \frac{C_k}{\sqrt{C_1 \cdot C_2}} \approx \frac{C_k}{C_1}. \qquad (39)$$

Die Berechnung der Güte der Schwingkreise wurde schon mehrfach erwähnt, ebenso die Berechnung der Resonanzfrequenz, so daß keine Ergänzung erforderlich ist. Das relative Kopplungsmaß $x = k \cdot Q$ läßt erkennen, welchen Verlauf die

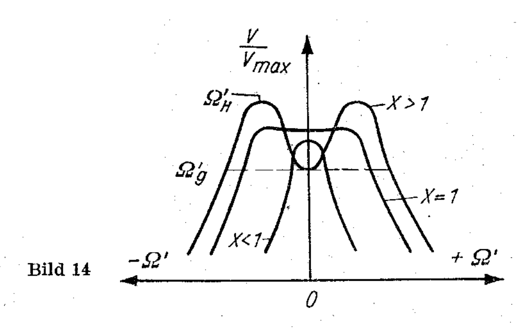


Bild 14

Durchlaßkurve des Filters hat. Bild 14 zeigt drei Kurven mit $x < 1$ (unterkritisch), $x = 1$ (kritisch) und $x > 1$ (überkritisch) in gekoppelten Kreisen. Mit Hilfe der früher schon genannten normierten Verstimmung Ω' ergibt sich nun die Verstärkung (Diagramm 3)

$$v = \left| \frac{\hat{u}_{g2}}{\hat{u}_{g1}} \right| = \frac{S_1 \cdot R_{res} \cdot x}{\sqrt{(1 + x^2 - \Omega'^2)^2 + 4\,\Omega'^2}}, \tag{40}$$

z. B. S in mA/V, R in kΩ.

Man erhält beispielsweise für die kritische Kopplung ($x = 1$) sowie $\Omega' = 0$, d. h. Lochmittenfrequenz, eine Verstärkung von $v = S_1 \cdot R_{res} \cdot 0{,}5$. Daraus ist ersichtlich, daß die Verstärkung halb so groß wird wie die bei einer Stufe mit Einzelkreis. Wichtig ist noch die Kenntnis der Höckerfrequenz ($x > 1$)

$$\Omega'_H = \sqrt{x^2 - 1} \tag{41}$$

sowie der Grenzfrequenz

$$\Omega'_g = \sqrt{2}\,\Omega'_H\,. \tag{42}$$

Infolge der überkritischen Kopplung tritt eine Einsattelung der Durchlaßkurve ein. Bezeichnet man den Grad der Einsattelung mit w in Neper, so kann man bei vorgegebenem w das Kopplungsmaß ermitteln [2], [3]

$$x = e^w + \sqrt{e^{2w} - 1}\,. \tag{43}$$

Beispiel 5

Wie groß ist der Resonanzwiderstand eines Anodenschwingkreises, bei einem L/C-Verhältnis von $2 \cdot 10^5$? Der Verlustwiderstand der Schwingkreisinduktivität ist 2 Ω.

Gl. (31) wird angewendet. Also erhält man

$$R_{res} = \frac{2 \cdot 10^5}{2} = 100\,k\Omega\,.$$

Beispiel 6

Man bestimme den Verstärkungsunterschied zwischen einer Pentode und einer Triode; gleiche Steilheit und gleicher Resonanzwiderstand der Stufe werden vorausgesetzt. Die normierte Verstimmung ist Null.

Die Verstärkung der Pentode wird mit Gl. (35) etwa

$$v_{Pe} \approx S \cdot R_{res}\,,$$

die der Triode aber

$$v_{Tr} = \frac{S \cdot R_{res}}{\frac{R_{res}}{R_i} + 1}\,.$$

Damit ist

$$\frac{v_{Pe}}{v_{Tr}} \approx \frac{R_{res}}{R_i} + 1 \approx \frac{R_{res}}{R_i}\,.$$

Die Verstärkung der Pentode ist um R_{res}/R_i größer als die der Triode.

Beispiel 7

Es ist die Bandbreite eines einstufigen Selektivverstärkers bei L = 20 μH und r = 4 Ω zu ermitteln.

Aus Gl. (33) kann man mit Ω' = 1 schreiben

$$2 \cdot \Delta f = \frac{r}{2 \cdot \pi \cdot L} = 2 \cdot 1{,}59 \cdot 10^4 = 3{,}18 \cdot 10^4\,Hz$$
$$= 31{,}8\,kHz.$$

Beispiel 8

Welche Verstärkungen ergeben sich für einen Selektivverstärker mit Bandfilter bei den Frequenzen $\Omega' = 0$ und Ω'_H?

Das Kopplungsmaß beträgt $x = 1{,}5$. Ferner ist die Steilheit der Röhre $S = 5$ mA/V sowie $R_{res} = 20$ kΩ.

Die Verstärkung für $\Omega' = 0$ ist nach Gl. (40)

$$v = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 1{,}5}{1 + 2{,}25} \approx 46 .$$

Da mit Gl. (41) $\Omega'_H = 1{,}12$ ist, ergibt sich für diese Frequenz folgende Verstärkung:

$$v = \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 1{,}5}{\sqrt{(1 + 2{,}25 - 1{,}25)^2 + 5}} \approx 50 .$$

Man erkennt, daß eine geringe Einsattelung vorhanden ist.

Beispiel 9

Die Resonanzfrequenz eines Filters wurde mit 500 kHz ermittelt. Welche untere Grenzfrequenz ergibt sich, wenn $\Omega'_g = 1{,}6$ ist? Die Zeitkonstante der Spule eines der gleichwertig aufgebauten Kreise beträgt 10^{-4} s.

Über Zeitkonstanten von Spulen ist im ersten Teil der Formelsammlung, Seite 21, nachzulesen. Nach Gl. (42) wird mit Gl. (33)

$$\Omega'_g = 1{,}6 = 2 \cdot 2\,\pi \cdot \Delta f \cdot 10^{-4};$$

demnach hat man für $\Delta f = 1{,}27 \cdot 10^3$ Hz.

Die untere Grenzfrequenz ergibt sich aus

$$f_u = f_0 - \Delta f = 498{,}73 \text{ kHz}.$$

1.3. Leistungsverstärker

Die von einer Röhre abgegebene Wechselstromleistung kann man verschiedentlich verwenden, wie das beispielsweise zum Betrieb eines Lautsprechers geschieht. Allgemein ist der Lastwiderstand, an den die Röhre ihre Leistung abgibt, niederohmig. Aus diesem Grunde muß man ihn an den Außenwider-

stand der Röhre anpassen. Das geschieht mit Hilfe eines Transformators, dessen Übersetzungsverhältnis $ü = \sqrt{R_a/R_B}$ beträgt. Die optimale Leistungsabgabe erhält man, wenn $R_i = R_a$ ist. Infolge der nichtlinearen Kennlinie der Röhre sowie der größeren Aussteuerung am Gitter ergeben sich aber Verzerrungen. Sie machen sich besonders bei der Lautsprecherwiedergabe unangenehm bemerkbar. Deshalb muß man bei der Dimensionierung von Endstufen auf den Grad der Verzerrungen Rücksicht nehmen. Bei Pentoden ist der Außenwiderstand etwa 0,15 R_i. Das Aussteuerungsgebiet der Endröhren wird eingegrenzt durch die maximale Anodenver-

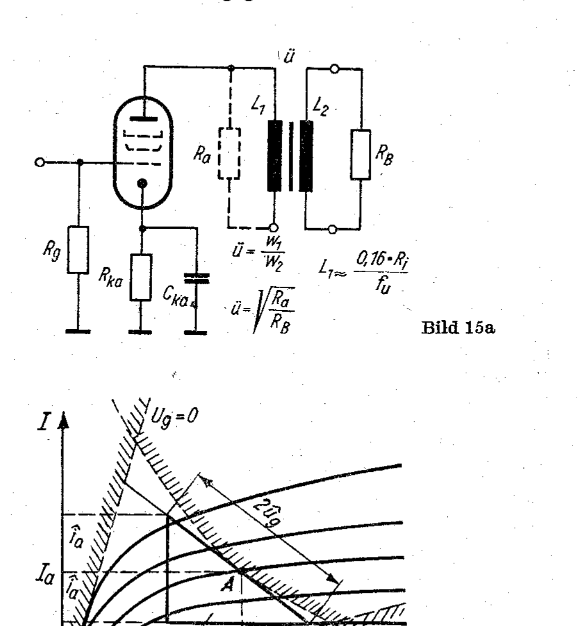


Bild 15a

Bild 15b

lustleistung, die Gittervorspannung von — 1 V (es darf kein Gitterstrom fließen) sowie durch die Durchgriffsverzerrungen; sie treten bei zu hohem Außenwiderstand auf. Bild 15a zeigt einen Leistungsverstärker im Prinzip. Darunter ist ein Kennlinienfeld mit den angegebenen Grenzen zu erkennen. Der Arbeitspunkt muß immer innerhalb dieses Feldes liegen. Für symmetrische Aussteuerung muß gesorgt werden. Das Dreieck im Kennlinienfeld des Bildes gestattet eine Aussage über die von der Röhre gewonnene Wechselstromleistung; sie ist $P_\sim \triangleq 1/4 \cdot F$ (F = Flächeninhalt des Dreiecks). Ohne Aussteuerung fließt der Anodenstrom I_a, wenn die Anodenspannung U_a (bei Pentoden auch die Schirmgitterspannung) vorhanden ist. Der Arbeitspunkt wird noch von der Gittervorspannung beeinflußt.

Für den Wirkungsgrad gilt bekanntlich allgemein $\eta = P_\sim/P_-$. $P_\sim$ ist die abgegebene Wechselstromleistung, P_- die anodenseitig in die Röhre hineingesteckte Gleichstromleistung. Beim A-Verstärker — wie das bei den besprochenen Leistungsverstärkern der Fall sein soll — ist P_- maximal Q_a. Die Anodenverlustleistung Q_a ist in den Kenndaten der Röhren angegeben. Die Röhre gibt folgende Wechselstromleistung ab:

$$P_\sim = \frac{\hat{u}_a \cdot \hat{i}_a}{2} = \frac{\hat{u}_g^2 \cdot S}{2 \cdot D} \cdot \frac{z}{(1 + z)^2}; \qquad (44)$$

P in mW, S in mA/V, û in V.

In dieser Gl. ist $z = R_a/R_i$. Es wird vorausgesetzt, daß für alle Übertragungsfrequenzen der Außenwiderstand praktisch reell ist. Infolge des Anodengleichstroms, der durch die Primärwicklung des Anpassungstransformators fließt, findet eine Vormagnetisierung des Kernes statt. Deshalb treten Schwierigkeiten bei Realisierung der erforderlichen Induktivität auf; denn bei der niedrigsten Betriebsfrequenz soll ja ihr Blindwiderstand noch hochohmig gegen den Außenwiderstand sein! Mit z = 1 erhält man bei Trioden die Wechselstromleistung von

$$P_{\sim\,Tr} = \frac{\hat{u}_g^2 \cdot S}{8 \cdot D}; \qquad (45)$$

$P_{\sim\,Tr}$ in mW.

Setzt man dagegen z = 0,15, wie es bei Pentoden der Fall sein wird, so ergäbe sich die Wechselstromleistung

$$P_{\sim\, Pe} = 5{,}7 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{\hat{u}_g^2 \cdot S}{D}\,; \tag{46}$$

$P_{\sim\, Pe}$ in mW.

Die zu diesen Leistungen gehörenden Gitterwechselspannungen sind

$$\hat{u}_{gTr} \approx 2{,}83 \cdot \sqrt{\frac{P \cdot D}{S}} \quad \text{und} \quad \hat{u}_{gPe} \approx 4{,}2 \sqrt{\frac{P \cdot D}{S}}\,; \tag{47}$$

$\hat{u}_{gTr}$ und $\hat{u}_{gPe}$ in V.

Der Wirkungsgrad liegt praktisch zwischen 20 bis 40 %.

Beispiel 10

Es sind die Gitterwechselspannungen für maximale Leistungsabgabe bei einer Triode und Pentode zu ermitteln. Die Wechselstromleistung soll 4 W betragen. Bei der Triode ist die Steilheit S = 6 mA/V und der Durchgriff D = 25 %. Dagegen beträgt die Steilheit der Pentode 10 mA/V und der Durchgriff 0,3 %.

Es ergeben sich mit Gl. (47)

$$\hat{u}_{gTr} = 2{,}83 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 25 \cdot 10^{-2}}{6 \cdot 10^{-3}}} = 36{,}3\ \text{V};$$

$$\hat{u}_{gPe} \approx 4{,}2 \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot 3}{10}} = 4{,}6\ \text{V}.$$

Man erkennt den großen Vorteil der Pentode bezüglich der erforderlichen Gitterwechselspannung. Dadurch kann man gegebenenfalls eine NF-Verstärkerstufe einsparen.

1.3.1. Verzerrungen

Legt man an den Eingang einer Übertragungseinrichtung eine unverzerrte Wechselgröße, so kann infolge von Nichtlinearitäten in der Einrichtung eine Verformung dieser Größe

entstehen. Zur Beurteilung der entstandenen Verzerrung hat man den Klirrfaktor definiert. Er ist das Verhältnis des Effektivwertes des Stromes bzw. der Spannungen sämtlicher Oberwellen zum Effektivwert des Gesamtstroms oder der Gesamtspannung.

In mathematischer Ausdrucksweise ergäbe sich dann z. B.

$$K = \sqrt{\frac{U_1^2 + U_2^2 + \ldots + U_n^2}{U_0^2 + U_1^2 + \ldots + U_n^2}} \cdot 100; \qquad (48)$$

K in %.

U_0 ist der Effektivwert der Grundwelle und U_n der Effektivwert der n-ten Oberwelle. Der Klirrfaktor ist rechnerisch, grafisch oder meßtechnisch bestimmbar. Zur überschlagmäßigen Ermittlung von K bei Pentoden gilt folgende Näherungsbeziehung:

$$K \approx 12{,}5 \cdot \frac{\hat{u}_g}{U_{st}}; \qquad (49)$$

K in %.

Infolge des sehr kleinen Durchgriffs bei Pentoden gilt für die Steuerspannung

$$U_{St} \approx D_2 \cdot U_{g2} - U_{g1}; \qquad (50)$$

U_{St} in V.

D_2 ist der Schirmgitterdurchgriff, U_{g2} die Schirmgitterspannung und U_{g1} die Gittervorspannung.

1.3.2. Gegenkopplung

Ein geeignetes Mittel, das die Verzerrungen herabsetzt, bildet die Gegenkopplung. Ihre Funktionsweise beruht darauf, daß man einen Teil der Ausgangsgröße einer Übertragungseinrichtung gegenphasig zur Eingangsgröße auf den Eingang zurückgibt. Die zurückgeführte Größe muß in einem bestimmten Verhältnis zur Eingangsgröße stehen, was sich im Gegenkopplungsgrad ausdrückt. Durch diese Maßnahmen entsteht allerdings ein Verstärkungsverlust. Infolge besonderer Schaltmaßnahmen kann man die gewünschte Frequenz gegenkoppeln.

Desgleichen läßt sich die Gegenkopplung auch amplitudenabhängig ausführen. Zwei Ausführungen der Gegenkopplung werden im folgenden besprochen.

1.3.2.1. Spannungsgegenkopplung

Nach Bild 16 wird durch den Widerstand R_k ein Teil der Anodenwechselspannung gegenphasig auf das Gitter der Röhre zurückgeführt. Der Kondensator C_g riegelt die Anodengleichspannung vom Gitter ab. Diesen kann man auch so dimensionieren, daß die Gegenkopplung frequenzabhängig wird; damit werden die gewünschten Frequenzen hervorgehoben bzw. abgeschwächt. Für den Gegenkopplungsgrad ergibt sich

$$g = \frac{R_g}{R_g + R_k}. \tag{51}$$

Da über den Ankopplungskondensator C_k der Außenwiderstand der Vorröhre parallel zu R_g liegt, muß dessen Einfluß bei der Dimensionierung berücksichtigt werden. Die Verstärkung verringert sich auf

$$v_g = \frac{v}{1 + g \cdot v}. \tag{52}$$

Hierin ist v die Verstärkung ohne Gegenkopplung. Der Verstärkungsfaktor wird

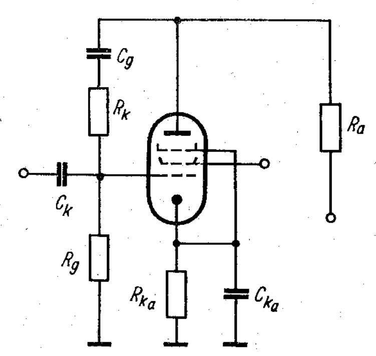


Bild 16

$$\mu_g = \frac{\mu}{1 + \mu \cdot g}. \tag{53}$$

Der Innenwiderstand der Röhre ändert sich in

$$R_{ig} = \frac{R_i}{1 + \mu \cdot g}. \tag{54}$$

Die Steilheit bleibt unverändert. Aus den Gl. ersieht man, daß die Pentode ihren Charakter ändert; dieser nähert sich dem der Triode.

1.3.2.2. Stromgegenkopplung

Entfernt man den Katodenkondensator einer Verstärkerstufe, wie in Bild 17 angegeben, so wird die am Katodenwiderstand abfallende Wechselspannung dem Steuergitter zugeführt. Wegen der Gegenphasigkeit der gegengekoppelten Oberwellen (die ja in der Stufe entstanden sind) werden diese wesentlich mehr geschwächt als die Grundwelle. Der Gegenkopplungsfaktor in der Schaltung ist

$$g' = \frac{R_{Ka}}{R_a}. \tag{55}$$

Die Verstärkung verändert sich in

$$v_g' = \frac{v}{1 + g' \cdot v}. \tag{56}$$

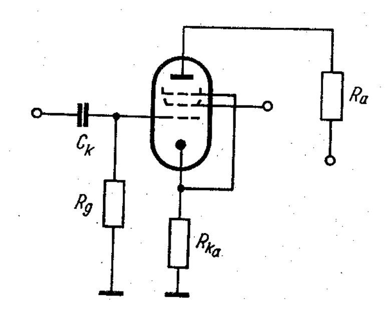


Bild 17

Der Innenwiderstand wird

$$R'_{ig} = R_i + \mu \cdot R_{Ka}\,, \tag{57}$$

und die Steilheit erhält den Wert

$$S'_g = \frac{S}{1 + S \cdot R_{Ka}}\,. \tag{58}$$

Der Verstärkungsfaktor μ verändert sich nicht. Die gleiche Gegenkopplungsart verwendet man vorwiegend bei Trioden. Durch die Gegenkopplung läßt sich eine größere Unempfindlichkeit gegenüber Betriebsspannungsänderungen und Alterungserscheinungen erreichen.

Beispiel 11

Bei einer Pentode mit einer Schirmgitterspannung von 250 V ist ein Schirmgitterdurchgriff von 4 % vorhanden. Welcher Klirrfaktor stellt sich bei einer Gitterwechselspannung $\hat{u}_g = 3{,}5$ V ein, wenn die Gittervorspannung 5 V beträgt?

Zunächst ist mit Gl. (50) die Steuerspannung zu berechnen.

$$U_{st} \approx 4 \cdot 2{,}5 - 5 = 5\ \text{V};$$

sodann wird nach Gl. (49)

$$K \approx 12{,}5 \cdot \frac{3{,}5}{5} = 9{,}4\,\%.$$

Beispiel 12

Durch eine Spannungsgegenkopplung reduziert sich die Verstärkung um 50 %. Sie betrug ohne Gegenkopplung $v = 50$. Welcher wirksame Gitterableitwiderstand muß vorhanden sein, wenn $R_k = 10\ \text{M}\Omega$ ist?

Gl. (52) ist umzustellen.

$$g = \frac{v - v_g}{v \cdot v_g} = \frac{25}{50 \cdot 25} = 2 \cdot 10^{-2}.$$

Nun ergibt sich ebenfalls nach einer Umstellung von Gl. (51)

$$R_g = \frac{g \cdot R_k}{1 - g} = \frac{2 \cdot 10^2}{0{,}98} = 204\ \text{k}\Omega.$$

1.4. Senderverstärker

Die von der Sendeantenne abgestrahlte Hochfrequenzenergie muß in einer besonderen Stufe erzeugt werden. In dieser Stufe wird die zugeführte Gleichstromleistung P_- mit möglichst hohem Wirkungsgrad in eine Wechselstromleistung umgeformt ($P_\sim$). Es sei noch einmal die Beziehung für den Wirkungsgrad erwähnt:

$$\eta = \frac{P_\sim}{P_-}. \tag{59}$$

Hohe Wirkungsgrade erreicht man dadurch, daß die Röhre bis in das positive Gitterspannungsgebiet ausgesteuert wird. Für die Aussteuerung benötigt man eine Steuerleistung. Der verzerrte Anodenstrom, dessen größter Momentanwert mit i_{asp} bezeichnet sein soll [4], besteht aus dem Gleichstromanteil I_a sowie aus den Grund- und Oberwellen der Frequenz der Gitterwechselspannung. Bild 18 zeigt die Senderendstufe

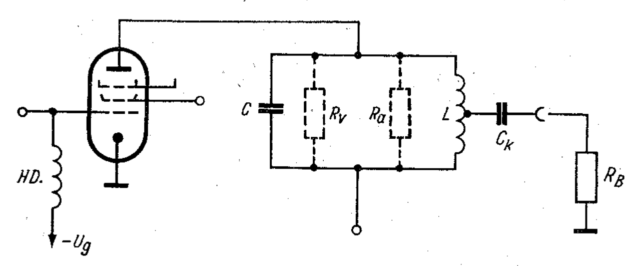


Bild 18

im Prinzip. Der im Anodenkreis der Röhre befindliche Schwingkreis ist auf die gewünschte Frequenz abgestimmt. Hierdurch wird aus dem verzerrten Anodenstrom die Amplitude des jeweiligen Anodenwechselstroms hervorgehoben. Zugleich dient der Kreis zu Anpassungszwecken. Einige Beziehungen der Gitterbasis-Senderendstufe werden in einem besonderen Abschnitt erwähnt. Es läßt sich nicht vermeiden, zunächst Zusammenhänge zur Theorie des Senderverstärkers anzugeben. Darauf folgen Näherungsgleichungen.

1.4.1. Parameter des Anodenkreises

Infolge der gitterseitigen Aussteuerung bis ins positive Gitterstromgebiet der Röhre tritt eine Verzerrung des Anodenstroms auf. Diese ist außerdem abhängig von der dynamischen Kennlinie der Röhre. Mit den Mitteln der Fourier-Analyse läßt sich der verzerrte Anodenwechselstrom in seine Anteile zerlegen. So erhält man für den Anodengleichstrom [4]

$$I_a = i_{asp} \cdot \Psi(\Theta). \tag{60}$$

Die Amplitude des Anodenwechselstroms der Grundwelle ist

$$\hat{i}_a = i_{asp} \cdot f_1(\Theta), \tag{61}$$

die Amplitude der ersten Oberwelle

$$\hat{i}_{2a} = i_{asp} \cdot f_2(\Theta). \tag{62}$$

Die Anteile sind Funktionen des sogenannten Stromflußwinkels Θ. Dieser wird allgemein als das Verhältnis der halben Zeit des Stromflusses zur gesamten Periodendauer bezeichnet. Wenn diese 360° ist, so hat man

im A-Betrieb $180° = \Theta$,
im B-Betrieb $90° = \Theta$,
im C-Betrieb $< 90° = \Theta$

für den Stromflußwinkel. Der Anodenstromflußwinkel ist etwas größer als der Gitterstromflußwinkel, weil schon bei negativen Gittervorspannungen ein Anodenstrom fließt. In Diagramm 4 sind die oben angegebenen Funktionen dargestellt. Eine wichtige Größe bezüglich der abgegebenen Wechselstrom-

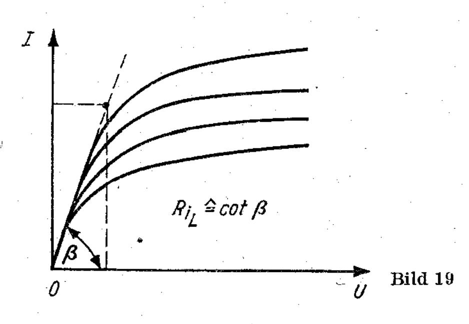


Bild 19

leistung der Röhre ist der Widerstand R_{iL}, den man aus dem Kennlinienfeld bestimmen kann. Vielfach wird sein Wert in den Kenndaten der Senderöhren angegeben.

Mit Hilfe der Grenzlinie ist R_{iL} bestimmbar. Diese Linie schließt mit der Abszisse des I_a/U_a-Kennlinienfeldes einer Röhre (Bild 19) den Winkel β ein. Das Kennlinienfeld läßt sich bis zur Grenzlinie aussteuern. Es ist also

$$R_{iL} = \cot \beta = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a}\,; \tag{63}$$

R_{iL} in Ω, U in V, I in A.

In Verbindung mit i_{asp} kann nun die kleinste momentane Anodenspannung ermittelt werden, wenn man eine maximale Aussteuerung voraussetzt. Die sich ergebende Restspannung ist

$$u_r = U_a - \hat{u}_a; \tag{64}$$

u_r in V.

Mit $\hat{u}_a$ wird der Maximalwert der Anodenwechselspannung bezeichnet. Diese Spannung ist abhängig von der Aussteuerung und dem Außenwiderstand der Röhre. Wie noch gezeigt wird, besteht der Außenwiderstand R_a aus der Parallelschaltung des Resonanzwiderstandes R_v und des in den Kreis transformierten Belastungswiderstandes R_B. Mit Kenntnis von R_a, R_{iL} und $f_1(\Theta)$ ergibt sich für

$$\hat{u}_a = U_a \frac{R_a}{R_a + R_i'}\,; \tag{65}$$

$\hat{u}_a$ in V.

In Gl. (65) ist das Verhältnis

$$R_i' = \frac{R_{iL}}{f_1(\Theta)}\,. \tag{66}$$

Infolge der durch R_{iL} vorhandenen Restspannung kann die Anodengleichspannung U_a nicht völlig ausgenutzt werden. Die Spannungsausnutzung h gibt einen sofortigen Überblick; denn es gilt

$$h = \frac{\hat{u}_a}{U_a} = \frac{R_a}{R_a + R_i'}\,. \tag{67}$$

Bei richtig dimensionierten Senderendstufen liegt h in der Größenordnung von 0,9. Der Anodenwechselstrom der Grundwelle beträgt

$$\hat{i}_a = \frac{U_a}{R_a + R_i}; \tag{68}$$

$\hat{i}_a$ in A U in V, R in Ω.

Da nun $\hat{u}_a$ und $\hat{i}_a$ bekannt sind, kann die von der Röhre abgegebene Wechselstromleistung $P_\sim$ ermittelt werden.

$$P_\sim = \frac{U_a^2 R_a}{2 (R_a + R_i')^2}; \tag{69}$$

$P_\sim$ in W, U in V, R in Ω.

In einfacher Schreibweise gilt auch

$$P_\sim = \frac{U_a^2}{2 R_a} h^2; \tag{70}$$

$P_\sim$ in W.

Mit den in den Gleichungen (60 bis 62) angegebenen Funktionen der Anodenspannung U_a sowie R_a und R_{iL} ergibt sich folgender Anodenstrom:

$$I_a = \frac{U_a}{R_a + R_i'} \cdot \frac{\Psi(\Theta)}{f_i(\Theta)}; \tag{71}$$

I_a in A, U in V, R in Ω.

Das Verhältnis der Ströme $\hat{i}_a$ und I_a ist als Stromaussteuerung j definiert. Die von der Röhre aufgenommene Gleichstromleistung (ohne Gitter- und Schirmgitterleistung) ist

$$P_- = \frac{U_a^2}{R_a + R_i'} \cdot \frac{\Psi(\Theta)}{f_1(\Theta)}; \tag{72}$$

P_- in W, U in V, R in Ω.

Die Differenz der Leistungen P_- und $P_\sim$ ergibt die in der Röhre verbrauchte Anodenverlustleistung

$$Q_a = P_- - P_\sim; \tag{73}$$

Q_a in W.

Deshalb muß stets $Q_a \leqq Q_{a\,max}$ sein; der von den Röhrenherstellern angegebene Wert ist einzuhalten. — Schließlich soll

noch eine etwas andere Beziehung für den Wirkungsgrad genannt sein (Diagramm 5)

$$\eta = \frac{R_a}{R_a + R_i'} \cdot \frac{f_1(\Theta)}{2\,\Psi(\Theta)} = \frac{1}{2} \cdot j \cdot h. \qquad (74)$$

Nach den Kenndaten der Röhren ist der Katodenspitzenstrom ebenfalls eine sehr wichtige Größe, denn durch ihn wird die Lebensdauer der Röhre wesentlich beeinflußt; er darf keinesfalls überschritten werden. Die Katode muß also auch den momentanen Anodenstrom i_{asp} abgeben. Deshalb ist zur weiteren Beurteilung der Verhältnisse an der Katode von Vorteil, wenn i_{asp} im Zusammenhang mit der Anodenspannung und der abgegebenen Wechselstromleistung betrachtet wird. Es gilt

$$i_{asp} = \frac{1}{2\,R_{iL}} \cdot \left(U_a^2 \pm \sqrt{U_a^2 - \frac{8\,P_\sim\;R_{iL}}{f_1(\Theta)}} \right); \qquad (75)$$

i_{asp} in A.

Bild 20 zeigt das Ersatzschaltbild der Senderendstufe.

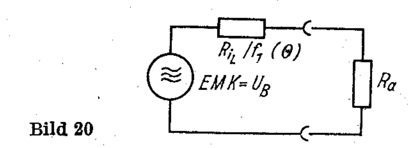


Bild 20

1.4.2. Parameter des Gitterkreises

Zur Erlangung eines geforderten Anodenstromflußwinkels Θ müssen Gittervor- und Gitterwechselspannung in einem bestimmten Verhältnis stehen. Da der Amateur Senderendstufen meist mit Pentoden aufbaut, sollen Angaben dieses Röhrentyps gebracht werden. In Verbindung mit dem Kennlinienfeld läßt sich die positive Gitterspannung angeben, die die Röhre bis zum größten Momentanwert i_{asp} aussteuert. Wenn U_{g1} die Vorspannung und $\hat{u}_g$ die Amplitude der Gitter-

wechselspannung ist, muß demnach die in das positive Gitterspannungsgebiet wirkende Spannung

$$U_{gk} = \hat{u}_g - U_{g1}, \tag{76}$$

U_{gk} in V,

sein. Mit der Schirmgitterspannung U_{g2}, dem Schirmgitterdurchgriff D_2 und dem cos des Stromflußwinkels Θ werden

$$U_{g1} = \frac{D_2 U_{g2} + U_{gk} \cos \Theta}{1 - \cos \Theta}, \tag{77}$$

U_{g1} in V, sowie

$$\hat{u}_g = \frac{D_2 U_{g2} + U_{gk}}{1 - \cos \Theta}; \tag{78}$$

$\hat{u}_g$ in V.

Infolge des fließenden Gitterstroms wird die Steuerleistung P_{st} benötigt. Sie ist

$$P_{st} = 0{,}5\, \hat{u}_g \cdot f_{gsp} \cdot f_1 (\Theta_g); \tag{79}$$

P_{st} in W.

Den Gitterstromflußwinkel erhält man durch

$$\cos \Theta_g = -\frac{U_{g1}}{\hat{u}_g}. \tag{80}$$

i_{gsp} ist der größte Momentanwert des Gitterstroms. In Näherung geht Gl. (79) in

$$P_{st} \approx \hat{u}_g \cdot I_g, \tag{81}$$

P_{st} in W, $\hat{u}_g$ in V, I in A.

über.

Hierin ist I_g der Gittergleichstrom. Die Gitterverlustleistung ergibt sich mit guter Näherung

$$P_g \approx U_{gk} \cdot I_g; \tag{82}$$

P_g in W, U in V, I in A.

1.4.3. Außenwiderstand R_a

Das Verhältnis des Außenwiderstands zu R_{iL} beeinflußt den Wirkungsgrad sehr; das ist aus Diagramm 5 ersichtlich. Es

wurde schon darauf hingewiesen, daß sich R_a wie folgt zusammensetzt:

$$R_a = \frac{R_V \cdot R_0}{R_V + R_0}; \tag{83}$$

R_a in Ω.

R_0 ist der in den Anodenkreis transformierte Lastwiderstand R_B. R_V stellt den Resonanzwiderstand des Kreises ohne Last dar. Die von der Röhre abgegebene Wechselstromleistung teilt sich demnach auf. Ein Teil verbleibt im Kreise; sie wird an R_V verbraucht. Je nach den Forderungen, die an den Gesamtwirkungsgrad der Stufe gestellt werden, muß man die Dimensionierung des Tankkreises (Schwingkreis der Endstufe) vornehmen. Ist die im Tankkreis verbleibende Leistung $p \cdot P_\sim$, so muß R_V den Wert

$$R_V = \frac{R_a}{p}, \tag{84}$$

z. B. R in Ω, erhalten. R_V kann man meßtechnisch durch die Leerlaufkreisgüte erfassen. Für sie gilt

$$Q = \frac{R_a}{p\,\omega L} = \frac{\omega C \cdot R_a}{p}; \tag{85}$$

z. B. R in Ω, ω L in Ω.

Die Leerlaufgüte und die Betriebsgüte sind durch

$$Q = \frac{Q_B}{p} \tag{86}$$

verbunden. Infolge der geschilderten Verluste im Tankkreis muß sich der Gesamtwirkungsgrad bezüglich der am Lastwiderstand verbrauchten Wechselstromleistung verringern. Setzt man optimale Anpassung voraus, dann wird der Wirkungsgrad

$$\eta_{ges} = \eta\,(1 - p); \quad p < 1\,. \tag{87}$$

1.4.4. Einige Näherungsbeziehungen der Senderendstufe

Zur Abschätzung der Verhältnisse an der Endstufe eignen sich einige Näherungen Allerdings müssen folgende Voraussetzungen gegeben sein:

a) Die Anodenspannung ist vorgegeben;
b) die Spannungsausnutzung h soll 0,9 betragen;
c) die zu erzeugende Wechselstromleistung $P_{\sim}$ ist bekannt;
d) der Lastwiderstand R_B wird optimal angepaßt;
e) eine bestimmte Aussteuerung wird angenommen;
f) die Kennlinie der Röhre hat den Kooffizienten $k = 1$ (geradlinige Kennlinie).

Der Außenwiderstand muß dann den Wert

$$R_a = \frac{0{,}405 \cdot U_a^2}{P_{\sim}}, \tag{88}$$

R in Ω, U in V, P in W, erhalten. Diese Betrachtungen kann man nur vornehmen, wenn die Röhren diese Leistungen erzeugen können. Nach Diagramm 5 ergibt sich bei etwa $60° = \Theta$ ein Maximum des Wirkungsgrads. Wie man weiter erkennt, ist dieses Maximum relativ breit. Bei derartigen Stromflußwinkeln ist im Verhältnis zur Gittervorspannung die Gitterwechselspannung hoch. Das würde eine entsprechende Treiberröhre in ihrer Leistungsfähigkeit voraussetzen. Da diese Voraussetzungen keineswegs oft anzutreffen sind, wird mit einem größeren Stromflußwinkel ($\Theta = 80°$) gerechnet. Der Anodengleichstrom beträgt dann

$$I_a = 0{,}606 \frac{U_a}{R_a + 2{,}12 \cdot R_{iL}}; \tag{89}$$

I_a in A.

In Verbindung mit der Gleichung zur Berechnung der Wechselstromleistung kann man I_a ebenfalls berechnen.

$$I_a = 1{,}28 \cdot 10^{-2} \frac{P_{\sim}}{U_a}; \tag{90}$$

I_a in A, P in W, U in V.

Für die Gitterspannung ergibt sich

$$U_{g1} = -0{,}21\,(5{,}76 \cdot D_2 \cdot U_{g2} + U_{gk}), \tag{91}$$

U_{g1} in V,

und die Gitterwechselspannung

$$\hat{u}_g = 1{,}21\,(D_2 \cdot U_{g2} + U_{gk}); \tag{92}$$

$\hat{u}_g$ in V.

1.5. Oberwellen

Der Tankkreis hat nicht nur die Aufgabe, die Betriebsfrequenz zu verstärken, sondern zugleich die ungewollten Frequenzen möglichst nicht am Ausgang des Senders wirksam werden zu lassen. Zur Unterdrückung der Oberwellen ist ein bestimmtes Verhältnis zwischen Außenwiderstand und Blindwiderstand des Tankkreises notwendig. Dieses muß den Wert

$$V = \frac{R_a}{\omega L} = R_a \, \omega \, C \tag{93}$$

haben. In Verbindung mit der Doppelverstimmung

$$v' = \frac{f_B + f}{f_B} - \frac{f_B}{f_B + f} \tag{94}$$

wird bei $V > 8$ die Spannung der ersten Oberwelle am Tankkreis etwa

$$\hat{u}_{2a} \approx 0{,}666 \frac{\hat{u}_a}{V} \cdot \frac{f_2(\Theta)}{f_1(\Theta)}; \tag{95}$$

$\hat{u}_{2a}$ in V.

Beispiel 13

Eine Senderöhre, deren $R_{iL} = 200\,\Omega$ beträgt, wird bei einer Anodenspannung von 500 V betrieben. Es soll eine Leistung von 25 W erzeugt werden. Der Kennlinienkoeffizient $k = 1$ sowie ein Stromflußwinkel $\Theta = 70°$ sind weitere Voraussetzungen. Welchen größten Momentanwert des Anodenstroms erhält man?

Man verwendet Gl. (75). Die gegebenen Werte sind nur einzusetzen. Zunächst muß aber nach Diagramm 4 die Funktion $f_1(\Theta)$ bestimmt werden. Ihr Wert ist $f_1(\Theta) = 0{,}43$. Somit wird

$$\begin{aligned} i_{asp} &= 2{,}5 \cdot 10^{-3} \left(5 \cdot 10^2 - \sqrt{25 \cdot 10^4 - 18{,}6 \cdot 5 \cdot 10^3}\right) \\ &= 0{,}23 \text{ A}. \end{aligned}$$

Beispiel 14

Das Gitter einer Senderöhre wird bis + 15 V ausgesteuert. Es ist der Stromflußwinkel von 80° vorgesehen. Nach den

Kenndaten der Röhre gehört zu der Gitterspannung ein Gitterstrom von 2 mA. Weitere Werte sind der Schirmgitterdurchgriff von 20% und die Schirmgitterspannung U_{g2} = 250 V.

Welche Steuerleistung wird benötigt?

Zunächst muß die Gitterwechselspannung bestimmt werden. Sie ist mit Gl. (92)

$$\hat{u}_g = 1{,}21\,(0{,}2 \cdot 250 + 15) = 79\ \text{V}.$$

Nach Gl. (81) wird

$$P_{st} \approx 79 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 0{,}158\ \text{W}.$$

Beispiel 15

Es sollen die Wechselstromleistung $P_{\sim}$, der Außenwiderstand R_a, der Anodenstrom I_a, die Anodenverlustleistung Q_a, die Leerlaufgüte Q sowie der äußere Wirkungsgrad einer Senderendstufe ermittelt werden. Gegeben sind $\Theta = 60°$; $k = 1{,}5$; $U_a = 600$ V; $i_{asp} = 0{,}5$ A; $R_{iL} = 200\,\Omega$; $p = 0{,}1$ sowie der Blindwiderstand der Induktivität $\omega L = 250\,\Omega$.

Nach den Diagrammen für die Funktionen des Stromflußwinkels ist

$$f_1(\Theta) = 0{,}35 \qquad \Psi(\Theta) = 0{,}18.$$

Damit wird $R_i' = \dfrac{200}{0{,}35} = 570\,\Omega$;

$$I_a = 0{,}18 \cdot 0{,}5 = 0{,}09\ \text{A};$$

$$\hat{i}_a = 0{,}35 \cdot 0{,}5 = 0{,}172\ \text{A}.$$

Aus Gl. (68) ist

$$R_a = \frac{U_a - \hat{i}_a R_i'}{\hat{i}_a} = \frac{600 - 98}{0{,}172} = 2930\,\Omega.$$

Also ist nach Gl. (69)

$$P_{\sim} = 0{,}5 \cdot 36 \cdot 10^4 \cdot \frac{2930}{(3500)^2} = 43\ \text{W}.$$

Sollen die Verluste nicht mehr als 10% betragen, dann muß der Resonanzwiderstand des Tankkreises im Leerlauf

$$R_V = \frac{2930}{0,1} = 29,3\ \text{k}\Omega$$

betragen. Die Leerlaufgüte wird mit Gl. (85)

$$Q = \frac{29300}{250} = 117.$$

Die anodenseitige Eingangsleistung ist

$$P_{-} = 0,09 \cdot 600 = 54\ \text{W}.$$

Die Anodenverlustleistung beträgt somit

$$Q_a = 54 - 43 = 11\ \text{W}.$$

Es wird schließlich der äußere Wirkungsgrad

$$\eta_A = \frac{43}{54}(1 - 0,1) = 0,718$$

oder 71,8 %.

Beispiel 16

Welche Amplitude der 1. Oberwelle am Tankkreis einer Senderendstufe ist vorhanden, wenn folgende Werte gegeben sind: $\hat{u}_a = 400\ V_{max}$; das Tankkreisverhältnis $V = 10$ sowie $\Theta = 60°$. Welche Oberwellenspannung wäre bei $\Theta = 90°$ vorhanden?

Es sind zuerst die Funktionen f_1 und f_2 zu bestimmen. Hierzu wieder die Diagramme im Anhang ($k = 1$).

Für $\Theta = 60°$ ist $f_1(\Theta) = 0,391$ und $f_2(\Theta) = 0,275$;

für $\Theta = 90°$ ist $f_1(\Theta) = 0,5$ und $f_2(\Theta) = 0,212$.

Damit ergibt sich mit Gl. (95) für $\Theta = 60°$

$$\hat{u}_{2a} = 0,666 \cdot 40 \cdot 0,708 = 18,85\ \text{V},$$

beim Winkel $\Theta = 90°$ schließlich

$$\hat{u}_{2a} = 0,666 \cdot 40 \cdot 0,423 = 11,3\ \text{V}.$$

1.6. Anpassungsschaltungen des Tankkreises

Die von der Röhre erzeugte Wechselstromleistung muß möglichst verlustlos an den Lastwiderstand R_B abgegeben werden. Wenn man die Verluste im Kreis berücksichtigt, so besteht

das Problem darin, den meist niederohmigen Widerstand R_B an den hochohmigen Außenwiderstand der Röhre anzupassen. Als Kriterium richtiger Anpassung gilt, daß kleinstmöglicher Anodengleichstrom bei größtmöglichem Laststrom (durch den Lastwiderstand) vorhanden ist. Einige der anschließend besprochenen Schaltungen setzen völlige Abstimmung des Antennenkreises voraus; darauf wird jeweils hingewiesen. Allen diesen Schaltungen ist aber eines gemeinsam: R_B wird transformiert in

$$R_o = \frac{R_v R_a}{R_v - R_a} = \frac{R_a}{1 - p}. \tag{96}$$

Es sind die verschiedensten Anpassungsschaltungen entwickelt worden. Sie unterscheiden sich im Aufwand (mechanisch, elektrisch) sowie im universellen Einsatz.

1.6.1. Induktiv-galvanische Auskopplung

Wie Bild 21a zeigt, besitzt die Tankkreisspule Anzapfungen. Dadurch können verschiedene Lastwiderstände angepaßt werden. Setzt man voraus, daß der Kopplungsfaktor $k = 1$ ist, so gilt

$$R_o = ü^2 R_B \tag{97}$$

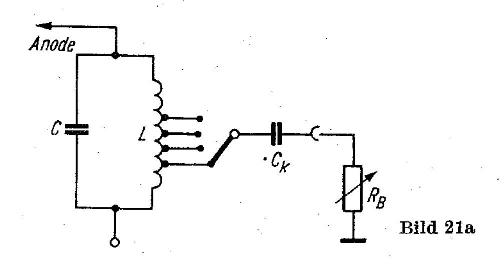


Bild 21a

mit $ü = w_1/w_2$. Weil R_o konstant ist, muß man bei unterschiedlichem R_B das Übersetzungsverhältnis ändern. Jedoch kann nicht jeder Widerstandswert angepaßt werden. Die Anzapfungen sind so zu wählen, daß an keiner Stelle die Senderöhre überlastet wird. Man kommt mit einer einzigen Anzap-

fung aus, wenn man die in Formelsammlung I (Bild 58) beschriebene Schaltung verwendet (zur Erinnerung noch Bild 21b). Mit dieser Schaltung kann man außerdem noch die

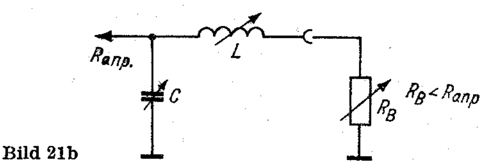


Bild 21b

Antenne abstimmen. Allerdings ist dann ein Variometer als Längswiderstand notwendig.

1.6.2. Induktive Auskopplung

Die Wirkungsweise der induktiven Auskopplung veranschaulicht Bild 22. Infolge der kontinuierlich veränderlichen Kopplungsspule L_2 lassen sich unterschiedliche niederohmige

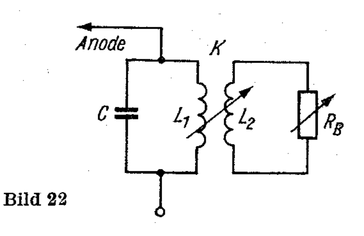


Bild 22

Lastwiderstände anpassen. Bezeichnet man den Kopplungsfaktor k zwischen den Spulen L_1 und L_2, dann ergibt sich für das Übersetzungsverhältnis

$$ü = k^{-1} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}. \tag{98}$$

Die Transformation des Lastwiderstandes in den Widerstand R_0 ergibt

$$R_0 = \frac{ü^2}{R_B} (R_B^2 + \omega^2 \cdot L_2^2 (1 - k^2)^2; \tag{99}$$

R_0 in Ω, L in H, ω in s^{-1}.

Im allgemeinen liegt k zwischen 0,5 bis 0,8. Zur Ermittlung der Induktivitäten geht man von einem vorgegebenen Kopplungsfaktor aus. Es ist

$$L_2 = \frac{5 \cdot 10^{-2} \cdot R_B}{f_g\,(1 - k^2)}\,; \tag{100}$$

L_2 in H, R in Ω, f in Hz.

f_g ist die Frequenz der oberen Bandgrenze. Für L_1 ergibt sich

$$L_1 = ü^2 \cdot k^2 \cdot L_2\,. \tag{101}$$

Mit einer Veränderung von k, wie das leicht beim Anpassungsvorgang vorkommt, tritt eine Rückwirkung auf die Abstimmung des Tankkreises ein. Deshalb muß man immer wieder nachstimmen. L_1 läßt sich aus den bekannten Resonanzbedingungen mit guter Näherung ermitteln. Auf Grund des genannten Nachteils (Nachstimmen!) wird die induktive Auskopplung nur bei einfachen Senderendstufen angewendet, wenn deren Lastwiderstand konstant ist.

1.6.3. Kapazitive Auskopplung

Man verwendet sie bei der Variometerabstimmung des Tankkreises (Bild 23). Die Kapazitäten berechnen sich mit

$$C_s = \frac{5{,}05 \cdot 10^{-1}}{ü \cdot f_g \cdot R_B}\,; \tag{102}$$

C_s in F, f in Hz, R in Ω;

$$C_k = C_s\,(ü - 1)\,. \tag{103}$$

Das Übersetzungsverhältnis ergibt sich aus Gl. (97). f_g ist hier die untere Bandgrenze. Bei verschiedenen Lastwiderständen ist C_k aufzuteilen.

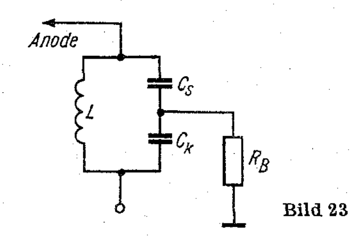


Bild 23

1.6.4. Das π-Glied

Das π-Glied, auch Collins-Filter genannt, wird von den KW-Amateuren oft in Senderendstufen verwendet. In letzter Zeit wurde es zugleich als Tankkreis, zur Anpassung des Widerstands R_B und zur Antennenabstimmung eingesetzt. Für diese Zwecke muß es allerdings sehr verlustarm aufgebaut sein. Im folgenden sollen einige Beziehungen genannt werden, die nur die Abstimmelemente berücksichtigen. Bild 24 zeigt die

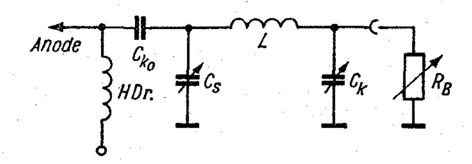


Bild 24

prinzipielle Anordnung. Unter Beachtung, daß die Oberwellenfreiheit gewährleistet ist und die erforderliche Wechselstromleistung trotzdem gewonnen wird, kann man die Induktivität frei wählen. Hierzu muß der Blindwiderstand der Induktivität den Wert

$$X_L \leqq \sqrt{R_o \cdot R_B} \tag{104}$$

einhalten.

Mit den Beziehungen

$$R_o = a\,R_B \quad \text{und} \quad b = \sqrt{a - \left(\frac{X_L}{R_B}\right)^2} \tag{105}$$

ergibt sich für die Kondensatoren

$$C_s = \frac{1{,}59 \cdot 10^2}{f \cdot X_L} \left(\frac{a + b}{a}\right), \tag{106}$$

C_s in pF, X in kΩ, f in MHz,

und

$$C_k = \frac{1{,}59 \cdot 10^2}{f \cdot X_L} (1 + b)\,; \tag{107}$$

C_k in pF, X in kΩ, f in MHz.

Ein gebräuchlicher Wert für X_L liegt zwischen 0,2 kΩ bis 0,3 kΩ. In Diagramm 6 sind die in Abhängigkeit der Frequenz sowie durch a = 60 Ω und R_B = 40 Ω die Kapazitäten sofort ablesbar. In der Praxis wird man C_s und C_k variabel ausführen.

1.6.5. Der λ/4-Transformator

Im UHF-Gebiet werden die Anpassungsprobleme schwieriger, da die berechneten Kapazitäten und Induktivitäten in der gewohnten Form nicht mehr realisierbar sind. Jedes Stück Leitung ist zugleich Induktivität und Kapazität ineinander übergehend. Oft bestimmen schon die Röhrenkapazitäten die erforderliche Schwingkreiskapazität mit.

Die Anpassung des Lastwiderstands wird erleichtert, da diese allgemein nur bei einer Frequenz stattfindet. Lecherleitungen sind für derartige Zwecke sehr geeignet; bestimmte Leitungslängen stellen einen Transformator dar. Diese Längen müssen allerdings ein bestimmtes Verhältnis zur Betriebswellenlänge haben. Es wird vorausgesetzt, daß die Verluste auf diesen Transformationsleitungen zu vernachlässigen sind. Auch sind Induktivitäten und Kapazitäten mit den Leitungen nachbildbar. Soll nun eine Leitung zur Anpassung dienen, so muß ihre Länge beispielsweise 1/4 der Betriebswellenlänge betragen. Ist der Anpassungswiderstand der Antenne in den Ausgangswiderstand des Tankkreises zu transformieren, dann muß die Leitung folgenden Wellenwiderstand erhalten:

$$Z = \sqrt{R_{anp} \cdot R_{aus}}\,; \qquad (108)$$

Z in Ω.

Über Wellenwiderstände kann man in Formelsammlung I nachlesen. Die geometrische Länge hängt vom Dielektrikum ab, das sich zwischen den Leitern befindet. Deshalb gilt

$$l = \frac{l'}{\sqrt{\varepsilon_r}}\,; \qquad (109)$$

l z. B. in m.

Mit l′ ist die elektrische Länge bezeichnet worden. ε_r soll die relative Dielektrizitätskonstante sein. Wie schon erklärt, kann man Leitungen auch als Blindwiderstände benutzen.

Sind sie am Ende kurzgeschlossen, so stellen sie eine Induktivität dar; bei offener Leitung dagegen sind ihre Eigenschaften kapazitiv. Dafür werden nun die Blindwiderstände angegeben.

Für eine kurzgeschlossene Leitung erhält man einen Blindwiderstand an ihrem Eingang zu

$$X_k = Z_{Lei} \cdot \tan \frac{2\,\pi\, l'}{\lambda}; \qquad (110)$$

X_k in Ω, Z in Ω, l' in m, λ in m.

In einfacher Darstellung ist dann

$$L = \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}}{f} \cdot X_k; \qquad (111)$$

L in μH, X in Ω, f in MHz.

Ist die Leitung dagegen offen, so wird ihr Blindwiderstand

$$X_l = Z_{Lei} \cdot \cot \frac{2\,\pi\, l'}{\lambda}; \qquad (112)$$

X_l in Ω, Z in Ω, l' in m, λ in m (Diagramm 7).

Die Kapazität ergibt sich

$$C = \frac{1590}{f \cdot X_l}; \qquad (113)$$

C in pF, f in MHz, X in Ω.

Beispiel 17

In einer induktiven Auskopplung habe der Kopplungsfaktor den Wert von k = 0,7. Es ist bei der oberen Bandfrequenz von 3,85 MHz der Lastwiderstand von 40 Ω anzupassen. Welchen Wert muß die Kopplungsspule L_2 erhalten?

Durch Einsetzen in Gl. (100) wird

$$L_2 = \frac{5 \cdot 4 \cdot 10^{-1}}{3{,}85 \cdot 10^6 \cdot 0{,}51} = 1{,}02 \cdot 10^{-6}\ \text{H} = 1{,}02\ \mu\text{H}.$$

Beispiel 18

Der Tankkreis einer Senderendstufe ist in Variometerabstimmung ausgeführt. Zur Anpassung des Lastwiderstands

von 20 Ω an den Widerstand $R_o = 4\,k\Omega$ soll die kapazitive Auskopplung dienen. Wie groß sind die Kapazitäten C_s und C_k, wenn die Frequenz der unteren Bandgrenze 7 MHz beträgt?

Mit Gl. (97) ist das Übersetzungsverhältnis zu ermitteln

$$ü = \sqrt{\frac{4000}{20}} = 14{,}14.$$

Jetzt kann mit Hilfe von Gl. (102) und Gl. (103)

$$C_s = \frac{50{,}5 \cdot 10^{-10}}{1{,}414 \cdot 4 \cdot 7} = 1{,}28 \cdot 10^{-10}\,F = 128\,pF$$

und

$$C_k = 128\,(14{,}14 - 1) = 1680\,pF$$

berechnet werden.

Beispiel 19

In einem π-Glied sind die Kapazitäten C_s und C_k zu bestimmen. Das Verhältnis a habe den Wert 40, wobei der Lastwiderstand $R_B = 60\,\Omega$ sein möge. Die Betriebsfrequenz ist 14,1 MHz. Der Blindwiderstand der Längsinduktivität beträgt 240 Ω.

Man erhält mit Gl. (105) für $b = \sqrt{40 - 16} = 4{,}9$.

Sodann ist mit Gl. (106) und Gl. (107)

$$C_s = \frac{1{,}59 \cdot 10^2 \cdot 44{,}9}{14{,}1 \cdot 2 \cdot 4} = 63\,pF;$$

$$C_k = \frac{1{,}59 \cdot 10^2 \cdot 5{,}9}{14{,}1 \cdot 2 \cdot 10^{-1}} = 331\,pF.$$

Beispiel 20

Im 2-m-Band wird für Anpassungszwecke eine Induktivität von 0,1 μH benötigt. Es soll eine kurzgeschlossene Leitung verwendet werden. Der Wellenwiderstand der Leitung Z_{Lei} beträgt 300 Ω. Die relative Dielektrizitätskonstante ist $\varepsilon_r = 1$. Es soll die Leitungslänge bestimmt werden.

Die Bandmittenfrequenz ist im 2-m-Band f = 145 MHz.

Nach Gl. (110) erhält man

$$\frac{6{,}28 \cdot 1{,}45 \cdot 10^{8} \cdot 10^{-7}}{3 \cdot 10^{2}} = 0{,}303 = \tan \frac{2 \cdot \pi \cdot l'}{\lambda}.$$

Aus den Tabellen über trigonometrische Funktionen entnimmt man für den Wert der tan-Funktion den Winkel 17°.

Im Bogenmaß wird dieser Winkel $\widehat{b} = 1{,}75 \cdot 10^{-2} \cdot 17 = 0{,}298$. Nun kann mit dem Argument des Tangens die Länge l' ermittelt werden;

$$l' = \frac{\lambda \cdot 0{,}298}{6{,}28} = 2{,}07 \cdot 4{,}75 \cdot 10^{-2} = 9{,}8 \text{ cm}.$$

Da $\varepsilon_r = 1$, ergibt sich somit für $l = l' = 9{,}8$ cm.

2. Amplitudenmodulation

Will man niederfrequente Signale auf drahtlosem Wege übertragen, so benötigt man eine Trägerschwingung. Die Signale müssen die Trägerschwingung in geeigneter Form beeinflussen. Solche Vorgänge bezeichnet man allgemein als Modulation. Eine der bekanntesten Modulationsarten in der Hochfrequenztechnik ist die Amplitudenmodulation. Bei dieser wird im Rhythmus der Niederfrequenz f_n die Amplitude A der Hochfrequenz f_h beeinflußt. Setzt man zur Erklärung voraus, daß der Modulationsvorgang nur mit einer Frequenz stattfindet, die sinusförmige Zeitabhängigkeit besitzt, so ist

$$a(t) = A \cdot \cos \omega_h t \cdot (1 + m \cdot \cos \omega_n t) \qquad (114)$$

die Zeitfunktion amplitudenmodulierter Schwingungen. Die in Gl. (114) angegebene Amplitude A kann natürlich durch den Strom $\hat{\imath}_h$ bzw. durch die Spannung $\hat{u}_h$ ersetzt werden. Mißt man beispielsweise den Antennenstrom, so wird man $\hat{\imath}_h$ zugrunde legen. Der Faktor m in dieser Gleichung ist als Modulationsgrad definiert:

$$m = \frac{\hat{\imath}_n}{\hat{\imath}_h} = \frac{\hat{u}_n}{\hat{u}_h}. \qquad (115)$$

Koppelt man einen Katodenstrahloszillografen an den Ausgang eines amplitudenmodulierten Senders, dann ist die Zeitfunktion im Meßgerät zu erkennen (Bild 25). Durch Messen

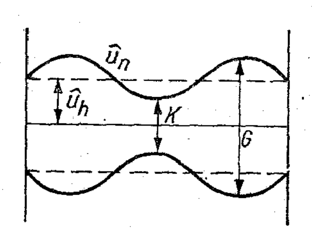


Bild 25

der Strecken G und K kann man den Modulationsgrad bestimmen (Diagramm 9):

$$m = \frac{G - K}{G + K}. \tag{116}$$

Auch das erwähnte Antennenstrominstrument läßt den Modulationsvorgang erkennen, da sich der Strom verändert. Allerdings ist die Genauigkeit der Anzeige relativ gering. Der Strom beim Modulationsgrad m ist

$$I_{mo} = I_h \sqrt{1 + \frac{m^2}{2}}. \tag{117}$$

Ist m konstant, so kann m aus den Anzeigewerten des Stromes ermittelt werden (Diagramm 8).

$$m = 1{,}414 \sqrt{\left(\frac{I_{mo}}{I_h}\right)^2 - 1}. \tag{118}$$

Der Modulationsgradmesser wurde in „funkamateur", Heft 10/1960, beschrieben. Die Abhängigkeit von m als Verhältnis der Antennenströme ist aus Diagramm 8 ersichtlich.

Verändert man an einer Elektrode der Röhre in der Senderendstufe die Betriebsspannung, wie das z. B. mit der NF-Modulationsspannung geschehen kann, dann ergibt sich bei richtiger Dimensionierung am Ausgang die modulierte HF (Bild 25). Die sogenannte Modulationskennlinie gibt nun darüber Auskunft, wie weit man die Spannung an der Elektrode verändern kann, ohne daß Verzerrungen entstehen.

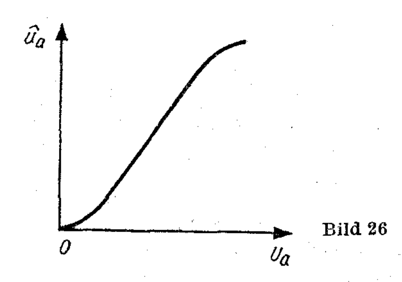


Bild 26

Ihren grundsätzlichen Verlauf zeigt Bild 26. Die obere Krümmung setzt bei den verschiedenen Gittermodulationsarten früher ein als bei der Anodenmodulation. Weitere Hinweise sind der Fachliteratur zu entnehmen. In Auswertung von Gl. (114) erhält man außer der Trägeramplitude $\hat{i}_h$ (wenn z. B. A $\triangleq$ $\hat{i}_h$) noch die obere und untere Seitenbandamplitude

$$\hat{i}_{so} = \hat{i}_{su} = \hat{i}_h \frac{m}{2} . \tag{119}$$

Allein ihre Größe ist als Maßstab für eine zu überbrückende Entfernung zu werten. *Man spricht dann vom oberen und unteren Seitenband*, wenn ein ganzes Frequenzgemisch zur Modulation verwendet wird. Zur Übertragung amplitudenmodulierter Schwingungen müssen die HF-Kreise mindestens die Bandbreite $2 \cdot f_n$ haben. Die in Gl. (119) ermittelten Amplituden haben zu verschiedenartigsten Modulatorschaltungen geführt. Zwei charakteristische Vertreter sollen kurz erwähnt werden.

2.1. Anoden-Schirmgitter-Modulation

Die Anordnung der Bauelemente ist aus Bild 27 ersichtlich. Der Modulationstransformator ermöglicht die Überlagerung der Anoden- und Schirmgitterspannung mit der Modulationsfrequenz. Der Schirmgitter- und der Ableitkondensator am Fußpunkt des Tankkreises ist so bemessen, daß er für die Niederfrequenz kaum wirkt. Das Schirmgitter wird zusätzlich moduliert. Man erreicht Modulationsgrade bis 100%, ohne daß große Verzerrungen entstehen. Der Modulationsverstärker wird vom Widerstand

$$R_n = \frac{R_s \cdot R_{g2}}{R_s + R_{g2}}, \tag{120}$$

R_n z. B. in Ω,

belastet.

Hierin ist $R_s = U_a/I_a$ der Widerstand der Senderendstufe, durch den die Stromversorgung belastet wird. Der Widerstand R_{g2} stellt in ähnlicher Weise den gesamten Lastwider-

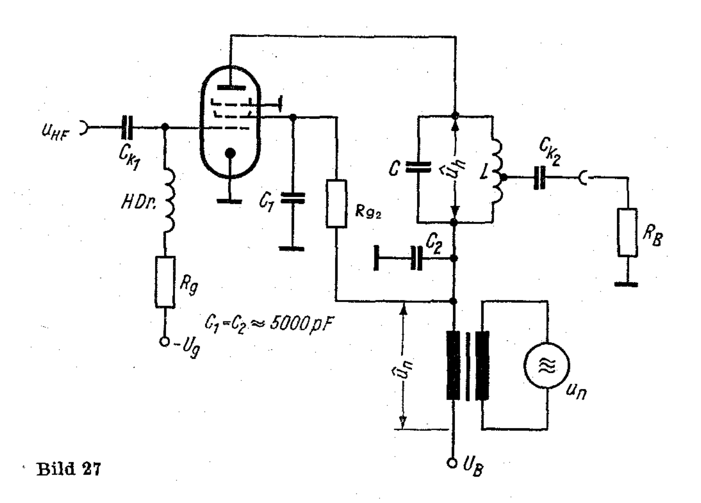


Bild 27

stand des Schirmgitters der Röhre dar. Die vom Modulationsverstärker aufzubringende Wechselstromleitung ist

$$P_{Mo} = P_{-s} \cdot \frac{m^2}{2}, \tag{121}$$

P_{Mo} z. B. in W.

P_{-s} ist die Sendereingangsleistung anodenseitig für $m = 0$. Durch den Modulationsvorgang erhält man die von der Senderendröhre abgegebene Leistung

$$P_{mo} = P_h \left(1 + \frac{m^2}{2}\right), \tag{122}$$

P_{mo} z. B. in W.

P_h ist die Trägerleistung, d. h. die HF-Leistung des Senders für $m = 0$. Die für die Übertragung maßgebliche Seitenbandleistung ist dann

$$P_{sei} = P_h \cdot \frac{m^2}{2}. \tag{123}$$

In der Einseitenbandtechnik nutzt man diese Erkenntnis, indem man nur ein Seitenband überträgt; dabei wird gleichzeitig der Träger unterdrückt. Dadurch kann mit wesentlich

geringerem Aufwand an Stromversorgung die gleiche Reichweite wie bei konventioneller Modulation erzielt werden. Der Vorteil der ebenfalls geringeren Bandbreite des SSB-Senders wird allerdings nur durch einen beträchtlichen Aufwand bei der Unterdrückung von Träger und einem Seitenband erreicht. Durch den Modulationsvorgang in der Anoden-Schirmgitter-Modulation findet eine zusätzliche Belastung der Senderöhre statt. Die zulässige Anodenverlustleistung darf trotz Modulation nicht überschritten werden. Man setzt deshalb die Anodenspannung herab. Die anodenseitig von der Röhre aufgenommene Gleichstromleistung wird

$$P_{-s} = \frac{2 \cdot Q_{a\,max}}{(1 - \eta_s)(2 + m^2)}, \tag{124}$$

P_{-s} z. B. in W.

Der Index s bezieht sich auf die Senderöhre. $Q_{a\,max}$ ist die maximale Anodenverlustleistung der Senderöhre.

2.2. Bremsgittermodulation

Moduliert man eines der Gitter der Senderöhre, so verringert sich die vom Modulationsverstärker aufzubringende Leistung beträchtlich. Allerdings muß man im gleichen Zusammenhang erwähnen, daß bei den Gittermodulationen die Trägerleistung geringer ist. Man muß bei den genannten Modulationsarten die betreffende Gitterspannung so weit verändern, daß durch Überlagerung mit der Modulationsspannung höchstens Oberstrichwerte eintreten. Die Modulationskennlinie ist im Falle einer Gittermodulation nicht so linear wie bei der Anodenmodulation. Deshalb erreicht man Modulationsgrade von etwa 70%. Die Trägerleistung (m = 0) beträgt etwa $^1/_4$ der Oberstrichleistung. Bei Bremsgittermodulation benötigt man die geringste Modulationsleistung. Die Bremsgitterspannung ist so weit negativ zu machen, bis sich der Anodenwechselstrom bzw. die Anodenwechselspannung der Senderöhre auf die Hälfte reduziert haben. Für die Modulation des Bremsgitters wird nur Spannung benötigt (kein I_{g3}-Strom). Um diese Spannung zu erzielen, muß die Endstufe des Modula-

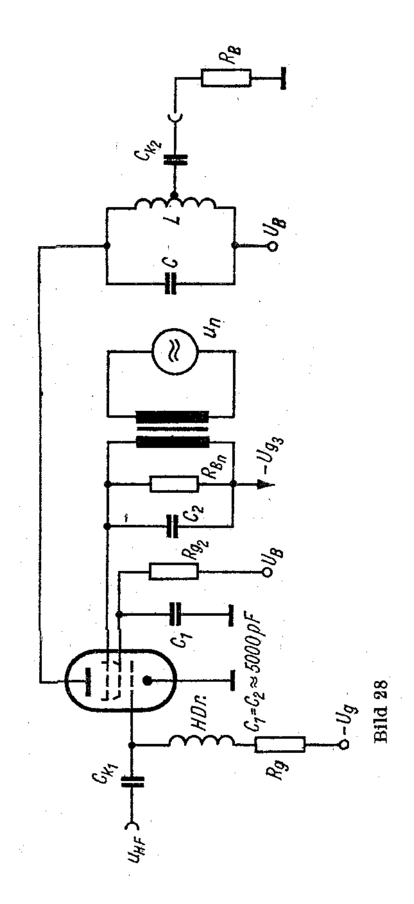


Bild 28

tionsverstärkers auf ihrem Außenwiderstand R_{an} arbeiten. Die an ihm abfallende Modulationsspannung ist so weit zu transformieren, daß die Bremsgittergleichspannung unverzerrt durchmoduliert wird (Modulationskennlinie, $m \approx 80\%$). Deshalb gilt für das Übersetzungsverhältnis des Modulationstransformators (Bild 28)

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{m \cdot U_{g3}}{\hat{u}_{an}}}. \tag{125}$$

$\hat{u}_{an}$ ist die Amplitude der Anodenwechselspannung der Endröhre vom Modulationsverstärker. Die modulierte HF bei der Bremsgittermodulation hat folgenden Wert:

$$P'_{Mo} = P'_h\left(1 + \frac{m^2}{2}\right), \tag{126}$$

P'_{Mo} z. B. in W.

Der hochgestellte Strich soll darauf hinweisen, daß die Leistung einen geringeren Wert als bei der Anodenmodulation besitzt. Die Steuergitter- bzw. Schirmgittermodulation erfordert etwas mehr Modulationsleistung, obwohl keine Erhöhung von P'_{Mo} zu erwarten ist. — Auf eine weitere Behandlung dieser Modulationsarten wird verzichtet, da keine grundsätzlich neuen Überlegungen notwendig sind.

Beispiel 21

Mit einer konstanten Niederfrequenzamplitude ist bei einer Schaltung für Amplitudenmodulation ein Modulationsgrad von $m = 0{,}8$ (was bekanntlich 80% entspricht) zu erreichen. Am Antenneninstrument der Sendeanlage mißt man für $m = 0$ den Strom von 1 A.

Welcher Antennenstrom muß sich im modulierten Zustand für obigen Modulationsgrad einstellen?

Nach Gl. (117) ist

$$I_{mo} = 1 \cdot \sqrt{1 + \frac{0{,}64}{2}} = 1{,}15\ \text{A}.$$

Der Unterschied zum Trägerstrom ist gering. Daher wird eine Modulationsangabe bezüglich des Modulationsgrades er-

schwert. Hinzu kommt, daß sich während des Meßvorganges die Betriebsspannungswerte nicht verändert haben dürfen.

Beispiel 22

Zur Ermittlung der vom Modulationsverstärker aufzubringenden Wechselstromleistung ist bekannt, daß die anodenseitige Eingangsleistung 50 W beträgt (der Senderendstufe). Die Aufnahme der Modulationskennlinie hat gezeigt, daß man bis etwa 90% durchmodulieren kann. Der Wirkungsgrad der Senderendstufe wurde mit 70% ermittelt. Wie groß ist die erforderliche Modulationsleistung? Welche modulierte HF wird gewonnen, und wie groß ist die Leistung eines Seitenbandes?

Zur Ermittlung der Modulationsleistung gilt mit Gl. (121)

$$P_{Mo} = \frac{50 \cdot 0{,}81}{2} \approx 20\ \mathrm{W}.$$

Für die modulierte HF ergibt sich gemäß Gl. (122)

$$P_{mo} = 50 \cdot 0{,}7 \cdot (1 + 0{,}405) = 49\ \mathrm{W}.$$

Mit Gl. (123) ist die Leistung beider Seitenbänder zu ermitteln. Das Ergebnis muß halbiert werden, um die Leistung eines Seitenbandes zu erhalten:

$$P_{so} = P_{su} = \frac{35 \cdot 0{,}81}{4} = 7\ \mathrm{W}.$$

Beispiel 23

Die Anodenverlustleistung einer Senderöhre ist mit 40 W angegeben. Es soll eine Anodenspannungsmodulation mit einem Modulationsgrad von 80% durchgeführt werden. Welchen Wert darf die anodenseitige Eingangsleistung P_{-s} nicht überschreiten, wenn $\eta_s = 0{,}7$ ist?

In Gl. (124) setzt man die Werte ein

$$P_{-s} = \frac{80}{0{,}3 \cdot 2{,}64} = 100\ \mathrm{W}.$$

Diese Leistung darf also nicht überschritten werden.

3. Frequenzmodulation

Die Frequenzmodulation wird besonders in der UKW-Hörrundfunktechnik angewendet. Aber auch in der KW-Amateurtechnik setzt man sie bei der Schmalband-FM-Modulation mit Erfolg ein. In dieser Modulationsart verändert man die Trägerfrequenz im Rhythmus der Niederfrequenz. Die mathematischen Zusammenhänge bei der Erklärung der Zeitfunktion sind wesentlich umfangreicher als bei der Amplitudenmodulation. Trotzdem sollen einige Beziehungen, die die praktische Arbeit erleichtern, gebracht werden. Zunächst die Vorteile der Frequenzmodulation. Die Senderendstufe kann mit Oberstrichleistung arbeiten. Der Modulationsvorgang bezüglich Verzerrungen ist unkritisch (Kennlinienkrümmung geht nicht ein); deshalb kann in den Vorstufen die Modulation stattfinden. Die Folge ist eine sehr geringe Modulationsleistung. Das Signal/Rausch-Verhältnis beim Empfang frequenzmodulierter Signale ist günstiger als bei der Amplitudenmodulation. Durch die Begrenzerstufen im Empfänger haben die Störungen eine wesentlich geringere Wirkung.
Bei der Unterbringung von FM-Sendern in einem bestimmten Frequenzband wirkt sich die benötigte Bandbreite des Senders nachteilig aus. Durch den Modulationsvorgang entstehen eine Anzahl von Seitenfrequenzen, die im Abstand der Modulationsfrequenz f_n von der Trägerfrequenz f_h wiederkehren. Allerdings fällt die Amplitude der Seitenfrequenzen nach bestimmten Gesetzmäßigkeiten ab. Auf Grund der großen Bandbreite der Breitband-FM hat man derartige Sender in das UKW-Gebiet gelegt. Bei der Schmalband-FM können die außerhalb $\pm f_n$ liegenden Seitenfrequenzamplituden vernachlässigt werden. Deshalb ergeben sich ähnliche Bandbreiten, wie sie die Amplitudenmodulation benötigt. In Diagramm 11 sind in Abhängigkeit vom Modulationsindex [5]

$$\eta' = \frac{\Delta f}{f_n} \tag{127}$$

die Summen der Seitenfrequenzleistungen ablesbar. Danach sind für $\eta' \approx 0{,}5$ ähnliche Ergebnisse wie bei den Gittermodulationen der Amplitudenmodulation zu erwarten. Mit Δf bezeichnet man den Frequenzhub. Das ist der Wert der Frequenzabweichung, der bei dem Modulationsvorgang auftreten kann.

Aus der Beziehung für die benötigte Bandbreite

$$B = 2 \cdot f_n (1 + \eta'), \tag{128}$$

B in Hz, kann man gut erkennen, daß bei kleinem Modulationsindex die Bandbreite $B \approx 2 \cdot f_n$ wird. Der von der Amplitudenmodulation her bekannte Modulationsgrad m hat bei FM nur dann eine gewisse Bedeutung, wenn durch den FM-Modulationsvorgang und die Dämpfungsverhältnisse am Oszillatorschwingkreis eine unbeabsichtigte AM hervorgerufen wird. Für die praktische Arbeit des KW-Amateurs hat m sowie der Frequenzmodulationsgrad $m' = \Delta f / f_h$ keine Bedeutung. Schließlich sei kurz auf die Phasenmodulation eingegangen. Sie unterscheidet sich von der FM dadurch, daß die Nullphasenlage der Trägerschwingung beeinflußt wird. Phasenhub und Modulationsindex sind gleich ($\Delta\varphi = \eta'$). Die Veränderung der Trägerphase findet in einer dem Oszillator folgenden Stufe statt. Abschließend sollen informatorisch die Zeitfunktionen beider Modulationsarten genannt sein.

$$\begin{aligned} \text{FM:}\ & A(t) = A \cdot \cos(\omega_h t + \eta' \cdot \sin \omega_n t), \\ \text{PM:}\ & A(t) = A \cdot \cos(\omega_h t + \Delta\varphi \cdot \cos \omega_n t)\,. \end{aligned} \tag{129}$$

3.1. Schaltungen zur Frequenzmodulation

Eine beliebte Schaltung, bekannt durch „Jedermann-Modulation“, beruht darauf, daß parallel dem Oszillatorkreis eine Reihenschaltung aus Kondensator und Diode vorhanden ist. Die angekoppelte Hochfrequenz wird gleichgerichtet und bestimmt damit den Arbeitspunkt für die Diode (Bild 29a). Durch die dem Arbeitspunkt überlagerte geringe NF-Amplitude werden entsprechende Steilheitsänderungen hervorgerufen. Sie bewirken eine unterschiedliche Einflußnahme

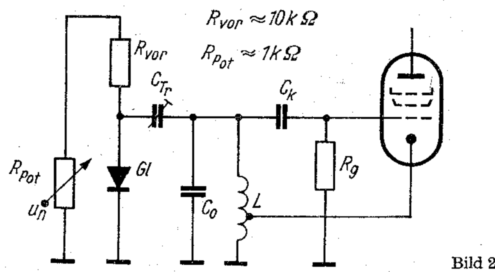


Bild 29a

der Kapazität C. Mit dem Widerstand R = 10 kΩ wird eine Spannungsteilung erreicht und die HF vom NF-Generator abgeriegelt. Mit der Arbeitssteilheit S_A ergibt sich die auf den Kreis wirkende Kapazität

$$C' = \frac{25 \cdot 10^3 \cdot S_A^2}{f_o^2 \cdot C}\,; \tag{130}$$

C′ in pF, S in mA/V, f in MHz.

Der Frequenzhub wird

$$\Delta f = \frac{f_o \cdot S_A \cdot \Delta S_A}{S_A^2 + \omega_o^2 \cdot C \cdot C_0} \approx f_o \cdot \frac{\Delta S_A}{S_A}\,, \tag{131}$$

Δf z. B. in Hz.

Für größere Frequenzhübe, wie sie in der Breitband-FM-Technik erforderlich sind, eignet sich die beschriebene Schaltung nicht. Die Reaktanzröhre gestattet einen größeren Hub, ohne beim Modulationsvorgang zu verzerren. Man verwendet als Röhren meistens Pentoden oder Hexoden. Die Reaktanzröhre stellt für den Oszillatorschwingkreis, dem sie parallelgeschaltet ist, eine verlustbehaftete Induktivität bzw. Kapazität dar. In Bild 29b sind die bekannten Schaltungsanordnungen, ihre C- und L-Werte sowie die Frequenzhübe angegeben. Der Verlustwiderstand ist $R_{ver} = 1/S_A$. Zur Phasenmodulation eignet sich ein R/C-Glied (Bild 30). Man erreicht den Phasenhub

$$\Delta\varphi \approx 2\,\pi\,u \cdot R \cdot C \cdot \Delta f; \tag{132}$$

R in MΩ, C in nF, f in kHz.

Darin ist $u = U_a/U_e$.

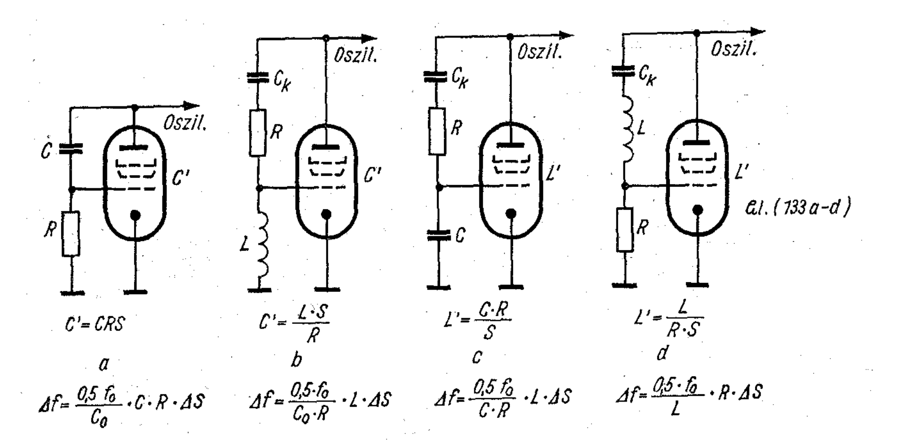

Oszil.
C
C'
R
C'= CRS
a
Δf = 0,5 f0 / C0 · C · R · ΔS
Oszil.
Ck
R
C'
L
C' = L·S / R
b
Δf = 0,5·f0 / C0·R · L · ΔS
Oszil.
Ck
R
L'
C
L' = C·R / S
c
Δf = 0,5 f0 / C·R · L · ΔS
Oszil.
Ck
L
L'
R
Gl. (133 a–d)
L' = L / R·S
d
Δf = 0,5 · f0 / L · R · ΔS

Bild 29b

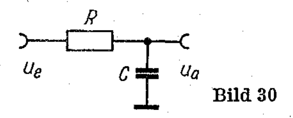


Bild 30

Es werden geringe Phasenhübe erreicht. Deshalb muß man entsprechend den Forderungen noch eine Anzahl Vervielfacherstufen nachschalten.

Beispiel 24

Mit welcher Modulationsfrequenz kann man einen FM-Sender modulieren, wenn eine Bandbreite von 40 kHz vorgesehen ist? Der Modulationsindex soll 1 betragen. Wie groß ist der Frequenzhub?

Gl. (128) ist umzustellen. Es ergibt sich dann

$$f_n = \frac{40}{2\,(1+1)} = 10\ \text{kHz}.$$

Mit Gl. (127) wird $\Delta f = 1 \cdot 10 = 10$ kHz.

Beispiel 25

Eine als Kapazität wirkende Reaktanzröhre ist einem Oszillatorschwingkreis parallelgeschaltet. Die Phasenschieberelemente sind $C = 5$ pF sowie $R = 5$ kΩ. Die Betriebsfrequenz möge 3,7 MHz betragen. Als Schwingkreisinduktivität ist ein $L_0 = 30\ \mu$H vorgesehen. Wie groß muß die veränderliche Arbeitssteilheit sein, wenn der Frequenzhub 3 kHz betragen soll?

Zunächst ist die Schwingkreiskapazität zu ermitteln. Die Schwingkreiskapazität enthält auch die Ersatzkapazität der Reaktanzröhre. Es ist

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot L_0} = \frac{25 \cdot 10^{-3}}{13{,}7 \cdot 10^{12} \cdot 3 \cdot 10^{-5}} = 60{,}8\ \text{pF}.$$

Zur Bestimmung von ΔS muß man Gl. (133a) umstellen:

$$\Delta S = \frac{2 \cdot \Delta f \cdot C_0}{f_0 \cdot C \cdot R} = \frac{6 \cdot 6{,}08 \cdot 10^{-11} \cdot 10^3}{3{,}7 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^3}$$

$$= 0{,}4 \cdot 10^{-5}\ \text{A/V}$$

$$\Delta S = 4 \cdot 10^{-3}\ \text{mA/V}.$$

4. Frequenzvervielfacher

Um Rückwirkungen der Senderendstufe auf die Oszillatorfrequenz zu vermeiden, betreibt man den Oszillator mit geringerer Frequenz. Diese kann natürlich nur 1/n der Betriebsfrequenz sein (n ist eine ganze Zahl). Üblich sind Verdoppelung und Verdreifachung. Mit steigender Ver-n-fachung sind auch höhere Anforderungen an die Eigenschaften des Anodenschwingkreises der Vervielfacherstufe zu stellen; man erzielt dann eine geringere Ausbeute bei der n-ten Amplitude. Die Güte dieser Kreise sollte größer als 100 sein. Im übrigen treten bei diesen Stufen ähnliche Situationen auf wie im Senderverstärker; man kann die Begriffe von dort übernehmen. Die Oberwellenamplitude hat (mit Näherung) bei den Stromflußwinkeln

$$\Theta\eta \approx \frac{120^\circ}{n} \tag{134}$$

ein Maximum. Folgende Werte ergeben die Anodenwechselspannung [6]:

$$\hat{u}_{na} = i_{asp} \cdot f_n(\Theta_n) \cdot R_a = S \cdot \hat{u}_g \cdot f_n(\Theta_n) \cdot R_a \cdot (1 - \cos \Theta_n). \tag{135}$$

Beispielsweise ergibt sich für die Verdopplung

$$\hat{u}_{2a} = 0{,}14 \cdot S \cdot \hat{u}_g \cdot R_a; \tag{136}$$

$\hat{u}_{2a}$ in V, S in mA/V, R in kΩ.

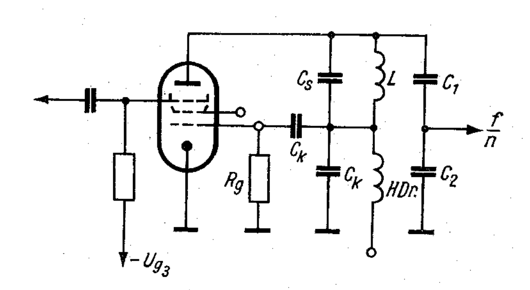


Bild 31

Die Gittervorspannung wird wieder mit Gl. (77) berechnet. Sie kann auch durch Änderung der Speisespannung eingestellt werden. Verschiedentlich erreicht man durch einen Spannungsabfall am Gitterableitwiderstand auch die erforderliche Arbeitspunkteinstellung. Die Funktionen f_n sind aus Diagramm 4 zu entnehmen.

4.1. Frequenzteiler

Es besteht oft die Aufgabe, eine Frequenz f_x mit der von einem Meßgerät erzeugten Frequenz $f_{meß}$ zu vergleichen. Wenn f_x von der zur Verfügung stehenden Quarzfrequenz abweicht, wobei f_x niedriger als f_{Qu} ist, dann kann man f_{Qu} teilen; diese Teilung wird mit 1/n durchgeführt (n ist allerdings eine ganze Zahl). An die Teiler sind bestimmte Anforderungen zu stellen. Zunächst gleicht ihre Schaltung der eines Oszillators. Die von ihm erzeugte Frequenz muß oberwellenreich sein. Er schwingt mit 1/n in seiner Frequenz. Andererseits soll die Stufe alle Eigenschaften besitzen, die an einen Oszillator zu stellen sind. Eine der vielen Schaltungsmöglichkeiten zeigt Bild 31. Die Rückkopplung muß fest sein (Oberwellen). Verändert man nun die Bremsgitterspannung der Anordnung, so hört das System bei einer bestimmten Bremsgitterspannung auf zu schwingen. Koppelt man die Quarzfrequenz über ein kleines C an das Bremsgitter, so verursacht ihre Amplitude schließlich ein weiteres Schwingen der Teilerstufe. Indem die Oberwelle des Teilers von der Amplitude der Quarzfrequenz mitgenommen wird, erreicht die f_{Qu}/n-geteilte Frequenz die Stabilität der Quarzfrequenz. In der angegebenen Schaltung sind Teilungsverhältnisse bis 1:5 gut realisierbar.

5. Gitterbasisstufe

Zur Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses hat die Gitterbasisstufe als Eingangsstufe in UKW-Empfängern große Bedeutung erlangt. Wie aus Bild 32 zu erkennen ist, wird das Steuergitter wechselstrommäßig an Masse gelegt. Dadurch

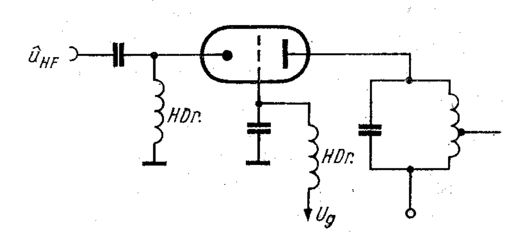


Bild 32

wird die Entkopplung zwischen Anoden- und Katodenkreis vergrößert. Die sonst bei Trioden sich nachteilig auswirkende Gitter-Anoden-Kapazität entfällt, da sie mit in die Kapazität des Anodenschwingkreises eingeht; es wirkt nur die Anoden-Katoden-Kapazität. Eine Neutralisierung entfällt. Die Gitterbasisstufe wird auch als Senderverstärker im UKW-Gebiet angewendet. Der Eingangswiderstand der GB-Stufe besitzt bereits dann einen endlichen Wert, wenn noch kein Gitterstrom fließt. Für ihn ergibt sich

$$R_e \approx \frac{1}{S}\left(1 + \frac{R_a}{R_i}\right), \tag{137}$$

R_e z. B. in kΩ, S in mA/V.

Der Durchgriff verkleinert sich in

$$D_{GB} = \frac{D}{1 + D}. \tag{138}$$

Die Verstärkung wird

$$v = (1 + \mu)\frac{R_a}{R_i + R_a}. \tag{139}$$

Die durch R_e erforderliche Steuerleistung erscheint wieder im Anodenkreis. Sie beträgt

$$P_{st1} = P_{\sim} \frac{\hat{u}_g}{\hat{u}_a}; \tag{140}$$

P_{st1} z. B. in W.

Hierin ist $P_{\sim}$ die beim Senderverstärker ermittelte Wechselstromleistung. Mit steigender Frequenz macht sich die endliche Laufzeit der Elektronen in der Röhre bemerkbar. Es entstehen zusätzliche Phasenverschiebungen zwischen Gitterwechselspannung und Anodenwechselstrom. Deshalb ist eine Leistung erforderlich, die die Elektronengeschwindigkeit beeinflußt. Man erfaßt sie durch den der Gitter-Katoden-Strecke parallelliegenden Widerstand mit

$$R_{el} = \frac{20}{S \cdot \omega^2 \tau^2}; \tag{141}$$

R_{el} in kΩ, S in mA/V, ω in s^{-1}, τ in s.

Die Laufzeit

$$\tau = \frac{2 \cdot s}{v}; \tag{142}$$

τ in s, s in cm, v in cm/s.

Für die bei den Röhren üblichen Betriebsspannungen ist die Geschwindigkeit der Elektronen mit guter Näherung

$$v \approx 6 \cdot 10^7 \cdot \sqrt{U_a}; \tag{143}$$

v in cm/s, U in V.

Somit ist die infolge R_{el} erforderliche Leistung

$$P_{el} = \frac{\hat{u}_g}{2 \cdot R_{el}}; \tag{144}$$

P_{el} in W, R in Ω, u in V.

Obwohl Gl. (141) allgemein gilt, wurde sie im Zusammenhang mit der Gitterbasisstufe gebracht, da diese Gl. hauptsächlich im UKW-Gebiet angewendet wird. Die Steuerleistung, die bei der Senderstufe aufgebracht werden müßte, beträgt somit

$$P'_{st} = P_{st} + P_{st\,1} + P_{el}; \tag{145}$$

P'_{st} in W.

Für die von der Stufe abgegebene Wechselstromleistung erhält man [7]

$$P_{\sim\,GB} = P_{\sim} \left(1 + \frac{\hat{u}_g}{\hat{u}_a}\right); \tag{146}$$

$P_{\sim\,GB}$ in W.

Die Anodenwechselspannung ist

$$\hat{u}'_a = \hat{u}_a + \hat{u}_g; \tag{147}$$

$\hat{u}'_a$ in V.

Der Außenwiderstand wird

$$R'_a = R_a \left(1 + \frac{\hat{u}_g}{\hat{u}_a}\right), \tag{148}$$

R'_a z. B. in Ω.

Für den anodenseitigen Wirkungsgrad ergibt sich

$$\eta_{GB} = \eta \left(1 + \frac{\hat{u}_g}{\hat{u}_a}\right). \tag{149}$$

Die Angabe des Wirkungsgrades oder die des Modulationsgrades usw. erfolgt mit einer dimensionslosen Zahl. Soll die Angabe in Prozent vorgenommen werden, dann muß man den Rechenwert mit 100 multiplizieren.

6. Anodenbasisstufe

In der Niederfrequenztechnik sind vielfach Anpassungsprobleme zu bewältigen, die sich mit der Anodenbasisstufe erreichen lassen. Eine derartige Stufe wird auch Impedanzwandler oder Katodenverstärker genannt. Das Ziel besteht darin, den der Gitter-Katoden-Strecke parallelliegenden hochohmigen Widerstand in einen niederohmigen zu verwandeln.

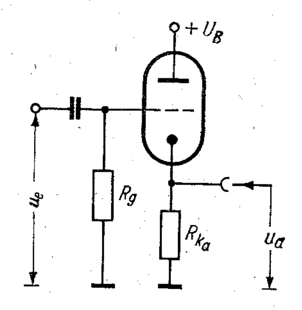


Bild 33

Der Arbeitswiderstand des Verstärkers ist also der Katodenwiderstand, wie Bild 33 zeigt. Die Verstärkung wird

$$v_{AB} = \frac{S \cdot R_{ka}}{1 + S \cdot R_{ka}}. \tag{150}$$

Durch Spannungsabfall an R_{ka} erhält man die Ausgangsspannung

$$\hat{u}_k = I_a \cdot R_{ka} ; \tag{151}$$

$\hat{u}_k$ z. B. in V.

Von Interesse ist noch die Kenntnis des Innenwiderstandes

$$R_{iAB} = S^{-1}, \tag{152}$$

R_{iAB} z. B. in kΩ, S in mA/V.

Beispiel 26

Man möchte in einer Frequenzvervielfacherstufe Frequenzverdopplung vornehmen. Wie groß wird die Anodenwechselspannung, wenn bekannt ist, daß der Außenwiderstand $R_a = 10\,k\Omega$, die Steilheit der Röhre 5 mA/V sowie die Gitterwechselspannung 18 V beträgt? Wie groß muß die Gittervorspannung sein? Die Schirmgitterspannung der Röhre ist 200 V, der Durchgriff $D_2 = 2\,\%$.

Da es sich um eine Verdopplung handelt, kann sofort Gl. (136) angewendet werden. Also ist

$$\hat{u}_{2a} = 0{,}14 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}8 \cdot 10^1 \cdot 10^4 = 126\ \mathrm{V}.$$

Zur Bestimmung der Gittervorspannung sind die Gl. (134) und (77) zu benutzen. Durch Umformung wird

$$U_{g1} = -(D_2 \cdot U_{g2} + u_g \cdot \cos \Theta_n) = -(4 + 18 \cdot 0{,}5)$$
$$= -13\ \mathrm{V}.$$

Beispiel 27

Es sollen der Eingangswiderstand und die Verstärkung einer Gitterbasisstufe ermittelt werden. Gegeben sind $S = 5$ mA/V, $R_i = 10\,k\Omega$ und $R_a = 5\,k\Omega$.

Aus Gl. (137) erhält man

$$R_e \approx 2 \cdot 10^2 (1 + 0{,}5) = 300\,\Omega.$$

Will man die Verstärkung berechnen, so muß $\mu = \frac{1}{D}$ bestimmt werden. Nach *Barkhausen* gilt $S \cdot R_i \cdot D = 1$. Daraus wird $\mu = 50$. Also ergibt sich mit Gl. (139)

$$v = (1 + 50) \frac{5}{10 + 5} = 17.$$

Beispiel 28

Eine GB-Stufe soll als Senderverstärker verwendet werden. Wie groß wird die gesamte Steuerleistung im Verhältnis zu der von der Röhre abgegebenen Wechselstromleistung, wenn $\hat{u}_g/\hat{u}_a = 0{,}05$ ist? Der Einfluß des elektronischen Eingangs-

widerstandes soll unberücksichtigt bleiben. Wie groß ist die gewonnene Wechselstromleistung, wenn $P_{\sim} = 10$ W sein soll?

Man setzt Gl. (146) ins Verhältnis zu Gl. (145).

$$\frac{P_{\sim GB}}{P'_{st}} = \frac{P_{\sim}\left(1 + \frac{\hat{u}_g}{\hat{u}_a}\right)}{P_{\sim}\left(p' + \frac{\hat{u}_g}{\hat{u}_a}\right)} = \frac{1,05}{p' + 0,05} = 7,$$

wenn $p' = 0,1$ gesetzt wurde.

Bekanntlich stellt die Steuerleistung einen Bruchteil der von der Röhre gewonnenen Leistung dar; $p' = 0,1$ ist bei Trioden üblich. Deshalb gilt $P_{st} = p' \cdot P_{\sim}$. Mit Gl. (146) erhält man

$$P_{\sim GB} = 10 \cdot 1,05 = 10,5 \text{ W}.$$

Beispiel 29

Bei einem Katodenverstärker sollen R_{iAB} und die Verstärkung berechnet werden. Gegeben sind $R_{ka} = 1\ k\Omega$ und $S = 2$ mA/V.

Aus Gl. (150) erhält man $v_{AB} = \dfrac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3}{1 + 2} = 0,66$,

und nach Gl. (152) ist $R_{iAB} = \dfrac{10^3}{2} = 500\,\Omega$.

7. Oszillatoren

Es besteht oft die Notwendigkeit, elektrische Schwingungen bestimmter Frequenz zu erzeugen. Die Stufen, in denen Schwingungen erzeugt werden, bezeichnet man allgemein als Oszillatoren. Es soll vorausgesetzt werden, daß als aktives Element die Elektronenröhre verwendet wird. Ferner muß bekannt sein, wie eine Oszillatorstufe zweckmäßig aufzubauen ist. Die verschiedensten Vor- und Nachteile der einzelnen Schaltungen können dabei nicht erklärt werden. Aus dem großen Angebot der entwickelten Oszillatorschaltungen sei die kapazitive und induktive Dreipunktschaltung herausgegriffen. Führt man die Anodenwechselspannung einer Röhre auf das Gitter zurück, so kann man damit Schwingungen erzeugen. Allerdings sind dafür nachstehende Bedingungen einzuhalten:

— Die auf das Gitter zurückgeführte Anodenwechselspannung muß etwa den gleichen Betrag wie die Gitterwechselspannung haben.
— Ein Netzwerk muß dafür sorgen, daß die rückgekoppelte Anodenwechselspannung die gleiche Phase wie die Gitterwechselspannung aufweist.

Wenn $\mathfrak{V} = -\mathfrak{U}_g/\mathfrak{U}_a$ war und $\mathfrak{K} = -\mathfrak{U}_k/\mathfrak{U}_a$ sein soll ($\mathfrak{K}$ = Rückkopplungsfaktor, $\mathfrak{U}_k$ = Rückkopplungsspannung), so gilt für die Rückkopplung

$$\mathfrak{K} \cdot \mathfrak{V} \geqq 1. \tag{153}$$

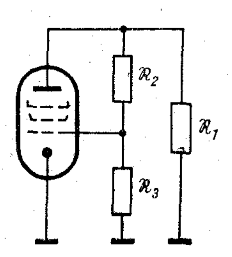


Bild 34

Zum Anstoß der Schwingungen muß diese komplexe Gleichung größer als 1 sein. Eine Begrenzung auf den Wert 1 erfolgt selbsttätig durch die Eigenschaften der Röhre. Infolge der nichtlinearen Kennlinie der Röhre nimmt mit steigender Amplitude die Steilheit der Röhre ab (Verstärkungsrückgang). Aus der folgenden Gleichung geht hervor, welchen Wert $\mathfrak{K}$ haben muß.

$$\mathfrak{K} = D + \frac{1}{S \cdot Ra}. \tag{154}$$

Bild 34 veranschaulicht die allgemeine Dreipunktschaltung. In ihr sind alle Widerstände komplex. $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_3$ haben gleiche Vorzeichen, hingegen $\mathfrak{R}_2$ und $\mathfrak{R}_3$ verschiedene Vorzeichen. Es gilt ferner, daß der Betrag von $|\mathfrak{R}_2| > |\mathfrak{R}_3|$ sein muß. Der Rückkopplungsfaktor ist

$$\mathfrak{K} = -\frac{\mathfrak{R}_3}{\mathfrak{R}_2 + \mathfrak{R}_3}. \tag{155}$$

Im Falle der kapazitiven Dreipunktschaltung sind $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_3$ Kapazitäten und $\mathfrak{R}_2$ ist die Schwingkreisinduktivität. Schafft man die Voraussetzung, daß die Kreisgüte in der Größenordnung von 100 liegt, dann schwingt der Oszillator auf der Oszillatorfrequenz. Bei der Vorausbestimmung der Oszillatorfrequenz sind alle im Kreis vorhandenen Kapazitäten und Induktivitäten zu berücksichtigen. Beispielsweise sind aber weder die Schaltkapazitäten noch die eingebauten Kapazitäten genau bekannt. Darum muß man mittels eines Trimmers oder Eisenkerns die Betriebsfrequenz einstellen. Nach Bild 35 wäre die Schwingkreiskapazität

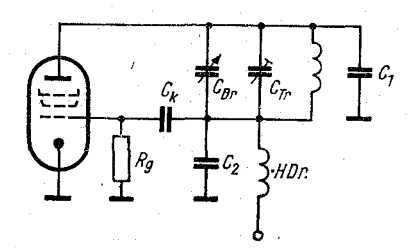


Bild 35

$$C_0 = C_{Tr} + C_{Dr} + \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}. \tag{156}$$

In den angegebenen Kondensatoren sind die Röhren- und Schaltkapazitäten mit enthalten. Eine Ankopplung zur nächsten Stufe kann so erfolgen, daß sie parallel zu einer größeren Kapazität vorgenommen wird (beispielsweise durch Aufteilung von C_1). Die Schwingkreisinduktivität wird

$$L_0 = \frac{25 \cdot 10^3}{f^2 \cdot C_0}; \tag{157}$$

L_0 in μH, in MHz, C in pF.

Die aus R_g und C_k bestehende Kombination dient zur Amplitudenbegrenzung. Im Augenblick der Inbetriebnahme des Oszillators ist die volle Steilheit der Röhre vorhanden. Schwingt das System, so wirkt die Gitter-Katoden-Strecke der Röhre als Diode. Der fließende Gitterstrom verursacht einen Spannungsabfall an R_g, und eine Verlagerung des Arbeitspunktes tritt ein; die Steilheit verringert sich. Bei der Festlegung des Rückkopplungsfaktors muß man sich auf die Steilheit orientieren. Daraus folgt, daß die Arbeitssteilheit S_A geringer als die statische Steilheit S ist. Übliche Werte von R_g und C_k sind 50 kΩ und 100 pF. Soll der Oszillator getastet werden, dann muß man die genannten Werte gegebenenfalls korrigieren. Der Rückkopplungsfaktor in der kapazitiven Dreipunktschaltung ist

$$|\mathfrak{K}| \approx \frac{C_1}{C_2}. \tag{158}$$

In Verbindung mit der Arbeitssteilheit läßt sich ebenfalls $\mathfrak{K}$ angeben.

$$|\mathfrak{K}| = \frac{G + \frac{1}{R_w} + \frac{1}{R_g'}}{S_A - G}; \tag{159}$$

S in mA/V.

In dieser Gleichung ist $G = \frac{6{,}28 \cdot f \cdot C_1}{Q}$; (160)

G in mS, C in nF, f in MHz.

Q stellt die Leerlaufgüte des Kreises dar.

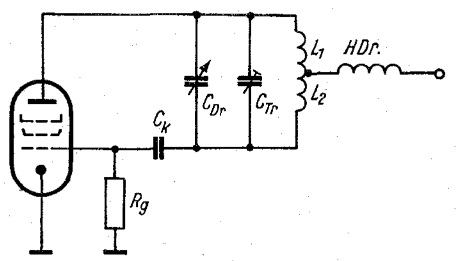


Bild 36

Ferner ist

$$R'_g \approx 0{,}33 \cdot R_g \cdot \left(\frac{C_1}{C_2}\right)^2, \tag{161}$$

R'_g in kΩ,

und $$R_W = R_i \,||\, R_{vor}, \tag{162}$$

R_W in kΩ.

R_{vor} ist der Vorwiderstand für die Zuführung der Anodenspannung. R_{vor} ist nur dann zu berücksichtigen, wenn er direkt an der Anode der Röhre angeschlossen wird. Für kleine Gitterströme kann der Einfluß von R'_g unberücksichtigt bleiben. Verwendet man schließlich als Schwingröhre eine Pentode, so kann der Summand $1/R_W$ in Gl. (159) vernachlässigt werden. Unter diesen Voraussetzungen vereinfacht sich Gl. (159) in

$$|\mathfrak{R}| \approx \frac{1}{\dfrac{S_A \cdot Q \cdot 1{,}59 \cdot 10^{-1}}{f \cdot C_1} - 1}; \tag{163}$$

C in nF, S in mA/V, f in MHz.

S_a richtet sich nach dem Röhrentyp. Als Richtwert kann etwa 0,4 mA/V angenommen werden.

In Bild 36 ist die induktive Dreipunktschaltung dargestellt. Dort sind jetzt die Widerstände $\mathfrak{R}_1$ und $\mathfrak{R}_3$ Induktivitäten. $\mathfrak{R}_2$ dagegen bildet die Schwingkreiskapazität. Der Rückkopplungsfaktor ist hier mit guter Näherung

$$|\mathfrak{R}| \approx \frac{L_2}{L_1}. \tag{164}$$

Bekanntlich ist allgemein $L = w^2/R_m$ (R_m = magnetischer Widerstand) und $ü = w_1/w_2$. Demnach könnte man Gl. (164) wie folgt schreiben:

$$|\mathfrak{R}| \approx ü^{-2}. \tag{165}$$

Auch hier wird $\mathfrak{R}$ bezüglich S_A sowie den Kreisverlusten

$$|\mathfrak{R}| \approx a\left(\frac{S_A \cdot Q' \cdot 1{,}59 \cdot 10^{-1}}{f \cdot C} - 2\right) - 1; \tag{166}$$

C in nF, S in mA/V, f in MHz.

Q' stellt die Betriebsgüte dar, die etwas kleiner als Q ist. Der Faktor a drückt den Teil der Gegeninduktivität aus, den sie hinsichtlich L_1 hat ($M = a \cdot L_1$). In Diagramm 10 kann man $\mathfrak{R}$ ablesen. Für die resultierende Kreisgüte erhält man

$$Q' = \frac{1{,}59 \cdot 10^{-1}}{f_0 \cdot L \cdot G_A} = \frac{6{,}28 \cdot f_0 \cdot C}{G_A}; \tag{167}$$

C in nF, L in μH, f in MHz, G in mS.

Die Induktivität der Schaltung ist

$$L = L_1 + L_2 + 2\,M;\ \text{mit}\ M = L_1 \cdot L_2. \tag{168}$$

Es wird der Kopplungsfaktor zwischen den Spulen mit K = 1 angenommen. Schließlich ergibt sich für den Anodenleitwert

$$G_A = R_v^{-1} + R_i^{-1} + R_{go}^{-1} + R_{vor}^{-1}. \tag{169}$$

In dieser Gleichung sind R_v der Resonanzwiderstand des Kreises ohne Belastung, R_i der Innenwiderstand der Röhre, $R_{go} = 0{,}33 \cdot R_g \cdot ü^2$ und R_{vor} der Widerstand zur Zuführung der Anodenspannung direkt an die Anode. Wie sich G_A zusammensetzt, wird sich in der Praxis von Fall zu Fall entscheiden. Wenn man auch in dieser Schaltung voraussetzen kann, daß die Güte des Schwingkreises etwa 100 ist, läßt sich die Oszillatorfrequenz nach den aus L und C bestehenden Elementen ermitteln (allgemeine Schwingungsgleichung).

Beispiel 30

In einer kapazitiven Dreipunktschaltung ist der Rückkopplungsfaktor und die Kapazität C_2 zu berechnen. Die Betriebsfrequenz soll 7 MHz betragen. Vorgegeben sind die Arbeits-

steilheit mit 0,4 mA/V, $C_1 = 50$ pF, der Innenwiderstand der Röhre mit 50 kΩ und die Leerlaufgüte des Kreises von 90.

Zunächst ist der Leitwert G zu bestimmen. Für ihn ergibt sich mit Gl. (160)

$$G = \frac{6{,}28 \cdot 7 \cdot 5 \cdot 10^{-2}}{9 \cdot 10^{1}} = 2{,}44 \cdot 10^{-2}\ \text{mS.}$$

Der Reziprokwert von R_i ist $2 \cdot 10^{-2}$ mS. Die Widerstände R_{vor} und R'_g können unberücksichtigt bleiben. Nach Einsetzen der Werte in Gl. (159) ist

$$|\mathfrak{K}| \approx = \frac{4{,}44 \cdot 10^{-2}}{3{,}76 \cdot 10^{-1}} = 0{,}118.$$

Nunmehr kann man die Kapazität C_2 berechnen. Sie ist mit Gl. (158)

$$C_2 \approx \frac{50}{0{,}118} \approx 423\ \text{pF.}$$

Beispiel 31

In einer induktiven Dreipunktschaltung hat man ein Übersetzungsverhältnis $ü = 4$ vorgesehen. Welche Leerlaufkreisgüte ist erforderlich, wenn die Arbeitssteilheit 0,25 mA/V, $f_0 = 14$ MHz und die Schwingkreiskapazität 30 pF beträgt? Als Schwingröhre ist eine Pentode vorgesehen. Der Gitterableitwiderstand soll 50 kΩ betragen. Die Gegeninduktivität habe 15% der Schwingkreisinduktivität.

Gl. (166) ist nach der Betriebsgüte umzustellen. Somit ergibt sich

$$Q' = \left(\frac{k+1}{a} + 2\right) \cdot \frac{f \cdot C \cdot 10^{1}}{1{,}59 \cdot S_A}$$

$$= 9{,}1 \cdot \frac{14 \cdot 3 \cdot 10^{-2} \cdot 10}{2{,}5 \cdot 10^{-1} \cdot 1{,}59} = 98{,}2.$$

Nach Gl. (167) ist der Leitwert

$$G_A = \frac{6{,}28 \cdot 14 \cdot 3 \cdot 10^{-2}}{98{,}2} = 2{,}7 \cdot 10^{-2}\ \text{mS.}$$

Die Transformation des Widerstandes $R_{go} \approx ü^2 \cdot 0{,}33 \cdot 50 = 265\,k\Omega$ in den Schwingkreis ergibt den Leitwert $0{,}378 \cdot 10^{-2}$ mS. Subtrahiert man diesen Wert von G_A, dann erhält man den Leitwert des Kreises. Demnach wird

$$R_v^{-1} = G_A - R_{go}^{-1} = 2{,}32 \cdot 10^{-2}\ \text{mS}.$$

Nun ist es leicht, die Leerlaufkreisgüte zu bestimmen. Sie wird

$$Q = \frac{6{,}28 \cdot 3 \cdot 10^{-2}}{2{,}32 \cdot 10^{-2}} = 113{,}5.$$

Daraus läßt sich erkennen, daß bei geringen Gitterströmen, d. h. bei hohen Gitterableitwiderständen, der Einfluß auf die Güte des Kreises gering ist.

8. Die Schwingkreisdaten von Empfangs- und Oszillatorkreis eines Überlagerungsempfängers

Will man mit einem Überlagerungsempfänger einen größeren Frequenzbereich empfangen, so müssen die Abstimmelemente von Empfangs- und Oszillatorkreis bestimmte Eigenschaften haben. Im folgenden soll nun erläutert werden, wie diese Elemente zu dimensionieren sind, damit man den Schwingkreis auf die gewünschten Frequenzen abstimmen kann. Geht man davon aus, daß sich am Ausgang der Mischstufe (z. B. Anodenkreis der Mischröhre) der auf die Zwischenfrequenz abgestimmte Schwingkreis befindet, so soll gelten

$$f_z = f_{oz} - f_e. \qquad (170)$$

Besonders bei sehr hohen Empfangsfrequenzen kann die Zwischenfrequenz durch $f_z = f_e - f_{oz}$ erzeugt werden. Dem Amateur stehen als Abstimmittel hauptsächlich Mehrfachdrehkondensatoren gleichen Plattenschnittes zur Verfügung; bei den aufgestellten Beziehungen wurde das berücksichtigt (s. unter 8.1.).

In Bild 37 sind Empfangs- und Oszillatorkreis gezeigt. Sie haben keinen Einfluß auf die Art der Mischung. Die Gleichungen gelten für den Fall, daß sich die Kreise nicht gegenseitig beeinflussen. Da sich die Kreise im Aufbau der Misch- oder Vorstufe befinden, muß man beispielsweise die Röhrenkapazitäten in den errechneten Werten berücksichtigen. Gl. (170) wird am besten mit dem sogenannten Dreipunktabgleich erfüllt, d. h., an drei Punkten des Empfangsbereichs besteht genaue Übereinstimmung mit der Beziehung. An den anderen Stellen des Bereichs dagegen treten Abweichungen von der Sollfrequenz in der Größenordnung von 10^{-3} bis 10^{-2} auf.

Die unterschiedliche Anordnung des Serienkondensators wird nicht behandelt (C_s kann sich auch im induktiven Zweig befinden).

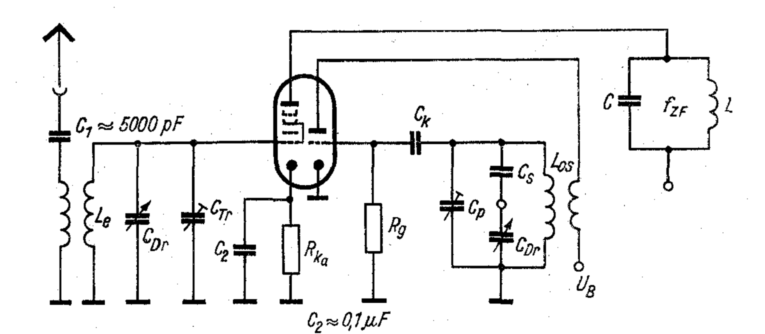


Bild 37
Am Schirmgitter der Röhre ist die Kombination C_{g2}, R_{g2} anzubringen.

8.1. Empfangskreis

Ist f_u = Frequenz der unteren Bandgrenze in MHz,
f_h = Frequenz der oberen Bandgrenze in MHz,
C_{max} = maximale Drehko-Kapazität in pF (in ausgebautem Zustand),
C_{min} = minimale Drehko-Kapazität in pF (in ausgebautem Zustand),
C_a = gesamte Anfangskapazität in pF des Kreises

und das Kapazitätsverhältnis $u = C_{max}/C_{min}$ sowie das Frequenzverhältnis $q = f_h/f_u$, dann wird

$$C_a = C_{min} \frac{(u - q^2)}{q^2 - 1}; \qquad (171)$$

C_a in pF.

Da die Schaltkapazitäten in ihrer absoluten Größe nicht bekannt sind, muß zum Ausgleich zusätzlich ein Trimmer verwendet werden.

$$C_{Tr} = C_a - C_x; \qquad (172)$$

C_{Tr} in pF.

8.2. Oszillatorkreis

Die Ermittlung der Schwingkreisdaten im Oszillatorkreis erfordert einige Vorberechnungen. Die Schnittpunktfrequenzen des Empfangskreises sind

$$f_1 = 1{,}1\, f'_u\, (8{,}1 + q),$$
$$f_2 = 0{,}5\, f'_u\, (1 + 19\, q),$$
$$f_3 = 1{,}1\, f'_u\, (1 + 8{,}1\, q), \qquad (173)$$

f_1, f_2, f_3 in MHz.

Mit $f'_u = 0{,}1\, f_u$. Außerdem gilt $f_3 > f_2 > f_1$. Diese Frequenzen können zugleich als Abgleichpunkte genommen werden.

Definiert man die Frequenzverhältnisse an den Abgleichpunkten zu [5] $q_1 = f_h/f_1$, $q_2 = f_h/f_2$, $q_3 = f_h/f_3$ sowie $b = C_a/C_{min}$, dann erhält man die zu diesen Frequenzen gehörenden Kapazitätswerte

$$C_1 = C_{min}\,(q_1^2\,(1 + b) - b),$$
$$C_2 = C_{min}\,(q_2^2\,(1 + b) - b),$$
$$C_3 = C_{min}\,(q_3^2\,(1 + b) - b), \qquad (175)$$

C_1, C_2, C_3 in pF.

Wählt man nun noch

$$q_{21} = \frac{f_{os2}}{f_{os1}} = \frac{f_2 + f_z}{f_1 + f_z}, \qquad q_{32} = \frac{f_{os3}}{f_{os2}},$$

$$q_- = q_{21}^2 - 1, \qquad q' = q_{32}^2 - 1$$

und die Kapazitätsverhältnisse

$$a = \frac{C_s}{C_3}, \qquad d = \frac{C_1}{C_3}, \qquad e = \frac{C_2}{C_3},$$

dann ergibt sich für den Verkürzungskondensator des Oszillatorkreises

$$C_s = C_3\left(\frac{q_{32}^2\,(d - 1)\,(e - 1)}{\frac{q'}{q_-}\,(d - q_{21}^2\,e) - (e - q_{32}^2)} - 1\right); \qquad (176)$$

C_s in pF.

Danach ist man in der Lage, die der Induktivität L_{os} parallelliegende Kapazität zu berechnen. Sie beträgt

$$C_p = C_s\left(\frac{(e - q_{32}^2)\,a - q'\,e}{(e + a)\,(1 + a)}\right); \qquad (177)$$

C_p in pF.

Je nach Größe von C_p teilt man sie gegebenenfalls so auf, daß immer noch ein Trimmer parallelliegt; die Schaltkapazität usw. ist ebenfalls zu berücksichtigen.

Man kann jetzt noch die Induktivität L_{os} berechnen. Für sie erhält man

$$L_{os} = \frac{25 \cdot 10^3}{(f_2 + f_z)^2\left(\frac{C_2 \cdot C_s}{C_2 + C_s} + C_p\right)}; \qquad (178)$$

L_{os} in μH, C in pF, f in MHz.

Beispiel 32

Mit einem Überlagerungsempfänger soll ein Frequenzbereich von 2 bis 3 MHz empfangen werden können. Es steht ein Mehrfachdrehkondensator zur Verfügung. Die Kapazitätswerte seiner Pakete sind $C_{min} = 15$ pF und $C_{max} = 100$ pF. Die Kapazität der Schaltung wird mit 10 pF angenommen. Es ist eine Zwischenfrequenz von 470 kHz vorgesehen. Zu bestimmen sind die Kapazitäts- und Induktivitätswerte von Vor- und Oszillatorkreis!

Es ist $u = 6{,}66$, $q = 1{,}5$.

Die Parallelkapazität des Vorkreises ergibt sich aus

$$C_a = 15 \frac{(6{,}66 - 2{,}25)}{2{,}25 - 1} = 53 \text{ pF}.$$

Also wird $C_{Tr} = 53 - 10 = 43$ pF.

$$\text{Es ist } L_e = \frac{25 \cdot 10^3 (2{,}25 - 1)}{9 \cdot 15 \cdot (6{,}66 - 1)} = 40{,}8\ \mu\text{H}.$$

Die Schnittpunktfrequenzen sind

$$f_1 = 1{,}1 \cdot 0{,}2 (8{,}1 + 1{,}228) = 2{,}055 \text{ MHz},$$
$$f_2 = 0{,}5 \cdot 0{,}2 (1 + 19 \cdot 1{,}228) = 2{,}435 \text{ MHz},$$
$$f_3 = 1{,}1 \cdot 0{,}2 (1 + 8{,}1 \cdot 1{,}5) = 2{,}905 \text{ MHz}.$$

Mit $q_1 = 1{,}46$, $q_2 = 1{,}234$, $q_3 = 1{,}03$ werden die zu den Schnittpunktfrequenzen gehörenden Kapazitäten ($b = 3{,}54$)

$$C_1 = 15 (2{,}13 (1 + 3{,}54) - 3{,}54) = 91{,}8 \text{ pF},$$
$$C_2 = 15 (1{,}52 (1 + 3{,}54) - 3{,}54) = 50{,}3 \text{ pF},$$
$$C_3 = 15 (1{,}065 (1 + 3{,}54) - 3{,}54) = 19{,}5 \text{ pF}$$

bestimmt. Es sind jetzt die Faktoren zur Berechnung von C_s zu bestimmen:

$$q_{21} = 1{,}25,\ q_{32} = 1{,}16,\ q_- = 0{,}32,\ q' = 0{,}35,$$
$$d = 4{,}72,\ e = 2{,}58.$$

Also wird

$$C_s = 19{,}5 \left(\frac{1{,}35 \cdot 3{,}72 \cdot 1{,}58}{\frac{0{,}35}{0{,}32} (4{,}72 - 3{,}41) - (2{,}58 - 1{,}35)} \right)$$

$$= 720 \text{ pF}.$$

Mit a = 37 ergibt sich für

$$C_2 = 720 \left(\frac{(2{,}58 - 1{,}35)\ 37 - 0{,}35 \cdot 2{,}58}{(2{,}58 + 37)\ 38} \right)$$

$$= 30{,}5 \text{ pF}.$$

Der Trimmer im Oszillatorkreis ist somit $C_{Tr} = 20{,}5$ pF. Nun noch die Induktivität des Oszillatorkreises

$$L_{os} = \frac{25 \cdot 10^3}{8{,}42\ (47 + 30{,}5)} \doteq 38\ \mu\text{H}.$$

9. Bandspreizung

Zur leichteren Abstimmung schmalerer Frequenzbänder eignet sich das Verfahren der Bandspreizung. Die Bandspreizung kann bei entsprechender Auslegung sehr aufwendig werden. Die mechanischen Einrichtungen und die Induktivitätsabstimmung bleiben unberücksichtigt. Es werden einige einfache Möglichkeiten der Kapazitätsabstimmung erläutert. In

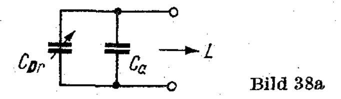


Bild 38a

Bild 38a ist die Parallelschaltung eines Drehkondensators mit einer Zusatzkapazität C_a gezeigt. Hat man wieder das Frequenzverhältnis der oberen und unteren Bandfrequenz

$$q^2 = \frac{f_h^2}{f_u^2} \tag{179}$$

sowie das Kapazitätsverhältnis

$$u = \frac{C_{max}}{C_{min}}, \tag{180}$$

dann ergibt sich für die dem Drehkondensator parallel zu schaltende Kapazität

$$C_a = C_{min} \frac{(u - q^2)}{q^2 - 1}; \tag{181}$$

C_a z. B. in pF.

Besonders in höheren Frequenzgebieten treten Schwierigkeiten wegen der erforderlichen Kapazität C_a auf, da der Kreis durch diese niederohmiger wird. In C_a kann man natürlich die Röhren- und Schaltkapazitäten einbeziehen. In der folgenden Schaltung (Bild 38b) besteht die Möglichkeit, die Parallel-

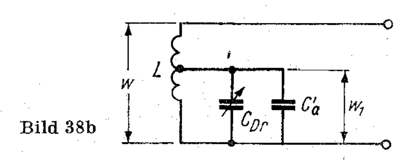


Bild 38b

kapazität herabzusetzen. Bei gleichem Frequenzverhältnis würde sie

$$C'_a = C_{min} \frac{(u - q^2)}{ü^2 (q^2 - 1)}; \tag{182}$$

C_a in pF, C in pF.

In dieser Gl. gilt für das Übersetzungsverhältnis $ü = w/w_1$. Kennt man die erforderlichen Kapazitäten, so kann man das Übersetzungsverhältnis berechnen. Es gilt

$$ü = \sqrt{\frac{C_{min}}{C'_a} \cdot \frac{(u - q^2)}{(q^2 - 1)}}. \tag{183}$$

Durch Reihenschaltung einer Kapazität C_s mit der Drehkondensatorkapazität erreicht man ebenfalls eine Bandspreizung. Die Abstimmpunkte können aber an den Bandenden zusammengedrängt oder auseinandergezogen werden.

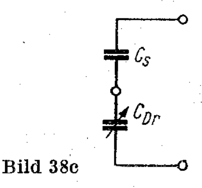


Bild 38c

Die Anordnung der Kapazitäten ist in Bild 38c zu erkennen. Setzt man wieder gleichen Frequenzbereich voraus, dann wird die Kapazität

$$C_s = C_{min} \frac{u (q^2 - 1)}{(u - q^2)}; \tag{184}$$

C_s in pF, C in pF.

Beispiel 33

Mit einem Drehkondensator soll ein Frequenzbereich von 3,4 MHz bis 3,9 MHz abgestimmt werden. Seine Anfangskapazität ist $C_{min} = 8$ pF. Die Endkapazität beträgt $C_{max} = 50$ pF. Es wird eine Schaltkapazität von 5 pF angenommen. Wie groß sind die Kapazitäten C_a und C'_a? Das Übersetzungsverhältnis soll ü = 3,16 betragen.

Man erhält u = 6,25, $q^2 = 1{,}306$, $ü^2 = 10$.

Somit ist $$C_a = 8 \cdot \frac{(6{,}25 - 1{,}306)}{1{,}306 - 1} = 129 \text{ pF};$$

$$C'_a = \frac{129}{10} = 12{,}9 \text{ pF}.$$

Berücksichtigt man nun die Schaltkapazität, so beträgt die von außen anzubringende Kapazität einmal 124 pF, während sie im anderen Fall nur einen Wert von etwa 8 pF hat.

Beispiel 34

Schaltet man die Kapazität $C_s = 20$ pF in Serie mit einem Drehkondensator, so verringert sich bekanntlich sein Variationsbereich. Welches Frequenzband kann abgestimmt werden, wenn die Kapazitätswerte des Drehkondensators $C_{min} = 10$ pF und $C_{max} = 70$ pF betragen? Die untere Bandfrequenz wird mit $f_u = 3{,}45$ MHz vorgegeben.

Gl. (184) muß umgestellt werden. Das Quadrat des Frequenzverhältnisses ist somit

$$q^2 = \frac{u\,(C_s + C_{min})}{C_{min} \cdot u + C_s} = \frac{7\,(20 + 10)}{70 + 20} = 2{,}33.$$

Damit ergibt sich die obere Bandgrenze mit

$$f_h = 1{,}53 \cdot 3{,}45 = 5{,}27 \text{ MHz}.$$

Bemerkung:

Das Ergebnis ist rein theoretisch, da in der Schaltung immer ungewollte Kapazitäten vorhanden sind, die die Variation einschränken. Deshalb soll noch die folgende Berechnung

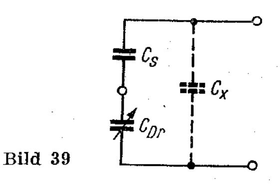


Bild 39

zeigen, wie sich das Frequenzverhältnis verändert hat. Nach Bild 39 liegt die Kapazität C_x der Serienschaltung parallel. Man erhält

$$q'^2 = \frac{(C_{max}(C_s + C_x) + C_s C_x)(C_{min} + C_s)}{(C_{max} + C_s)(C_{min}(C_s + C_x) + C_s C_x)}. \quad (185)$$

Setzt man beispielsweise für $C_x = 10$ pF, so ist mit den in der Aufgabe angegebenen Werten schließlich

$$q'^2 = \frac{(70 \cdot 30 + 20 \cdot 10)(10 + 20)}{(70 + 20)(10 \cdot 30 + 20 \cdot 10)} = 1{,}53\,.$$

Dann wird $f_h' = 3{,}45\ \text{MHz} \cdot 1{,}238 = 4{,}27\ \text{MHz}$.

Dem Drehkondensator kann auch noch eine zusätzliche Kapazität parallelliegen. Für diesen Fall tritt eine weitere Verringerung der Variation ein. Die Kapazität kann grundsätzlich im Anfangs-C des Drehkondensators mit Berücksichtigung finden.

10. Temperaturkompensation von Schwingkreisen

Setzt man einen Schwingkreis verschiedenen Umgebungstemperaturen aus, so kann sich seine ursprüngliche Resonanzfrequenz verändern. Die Ursache dieser Abweichung ist, daß die Kapazität und die Induktivität mit der veränderten Temperatur auch andere Werte annehmen (beispielsweise erhöht sich die Induktivität einer Zylinderspule mit steigender Temperatur). Wenn der Schwingkreis Bestandteil einer Oszillatorschaltung ist, dann verändert sich die Betriebsfrequenz laufend. Für die weiteren Erläuterungen wird vorausgesetzt, daß die Schaltung richtig dimensioniert und der Aufbau der Stufe mit der für Oszillatoren notwendigen Sorgfalt vorgenommen wurde. Trotzdem sind Maßnahmen erforderlich, die eine Inkonstanz der Oszillatorfrequenz möglichst vermeiden. Der Fehler, der durch die Veränderung von Kapazität und Induktivität des Kreises entsteht, soll nun errechnet werden. Dabei geht man von der Thomsonschen Schwingungsgleichung aus und erhält als Ergebnis den relativen Fehler bezüglich der Temperatureinwirkung. Allgemein ist somit

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta L}{L}\right). \tag{186}$$

Dividiert man beide Seiten der Gleichung durch die Temperatur, so erhält man die bekannten Temperaturkoeffizienten. In der Praxis sind dann nur noch die Koeffizienten mit dem Temperaturintervall zu multiplizieren, und der Fehler ist bekannt. Somit gilt

$$\frac{\Delta f}{f\,°C} = TK_f, \quad \frac{\Delta C}{C\,°C} = TK_C, \quad \frac{\Delta L}{L\,°C} = TK_L. \tag{187}$$

In der folgenden Zusammenstellung sind einige Temperaturkoeffizienten angegeben:

Drehkondensator für Rundfunkempfang	100 bis 200 · 10^{-6}/°C
Keramikspule mit aufgebrannter Wicklung	5 bis 20 · 10^{-6}/°C
HF-Spule mit Eisenkern	50 bis 100 · 10^{-6}/°C
Kunststoffolie-Kondensator	— 150 · 10^{-6}/°C
Papierkondensator	etwa 2500 · 10^{-6}/°C

Der TK-Wert von Keramik-Kondensatoren [9]

Werkstoff	Farbe	TK in 10^{-6}/°C
P 100	rot violett	+ 100 ± 30
P 033	dunkelgrau	+ 33 ± 30
N 033	braun	— 33 ± 30
N 075	hellrot	— 75 ± 30
N 150	orange	— 150 ± 30
N 470	hellblau	— 470 ± 70
N 750	violett	— 750 ± 120

Die angegebenen Werte beziehen sich auf Kondensatoren mit eingeengtem TK. Unterhalb der Kapazität von 15 pF sind die Abweichungen vom Mittelwert der rechten Spalte höher. Durch die Einengung der TK-Werte ist die Kompensation erleichtert. Trotzdem werden noch Unterschiede des TK_f zwischen Theorie und Praxis vorkommen. Wiederholungsmessungen sind notwendig, bis das gewünschte Ziel erreicht ist.

Die genauen TK-Werte des Drehkondensators, der Schalt- und sonstigen Röhrenkapazitäten sowie der Induktivität sind nicht bekannt. Darum muß man Kondensatoren mit verschiedenen TK-Werten in die Schaltung einbauen, um die Kompensation zu erreichen. Der gemeinsame TK einer Parallelschaltung zweier Kondensatoren ist

$$TK_{Cp} = \frac{TK_{C1} \cdot C_1 + TK_{C2} \cdot C_2}{C_1 + C_2}, \tag{188}$$

z. B. C in pF.

Zwei in Serie geschaltete Kondensatoren haben folgenden gemeinsamen TK

$$TK_{Cs} = \frac{TK_{C2} \cdot C_1 + TK_{C1} \cdot C_2}{C_1 + C_2}, \tag{189}$$

z. B. C in pF.

Der TK der Kombination muß das entgegengesetzte Vorzeichen des TK der Induktivität haben. Ist der TK eines Kondensators der Kombination nicht bekannt, so berechnet man den TK des anderen wie folgt:

Bei der Parallelschaltung

$$TK_{C1} = TK_{Cp} + \frac{C_2}{C_1} (TK_{Cp} - TK_{C2}); \tag{190}$$

in der Serienschaltung

$$TK_{C1} = TK_{Cs} + \frac{C_1}{C_2} (TK_{Cs} - TK_{C2}). \tag{191}$$

Außerdem läßt sich das Teilungsverhältnis der Kondensatoren der Kombinationen berechnen, wenn TK_{Cp}, TK_{C1}, TK_{C2} und TK_{Cs} bekannt sind. Das Verhältnis der Parallelschaltung erhält man aus

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{TK_{Cp} - TK_{C2}}{TK_{C1} - TK_{Cp}}. \tag{192}$$

Das Verhältnis der Serienschaltung ergibt sich aus

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{TK_{Cs} - TK_{C1}}{TK_{C2} - TK_{Cs}}. \tag{193}$$

Beispiel 35

Zwei Kondensatoren von 30 pF und 20 pF sind parallelgeschaltet. Ihre TK_C-Werte sind $+ 33 \cdot 10^{-6}/°C$ bzw. $- 75 \cdot 10^{-6}/°C$. Es ist der resultierende TK_{Cp} zu berechnen.

$$TK_{Cp} = \frac{30 \cdot 33 + 20 \cdot (-75)}{50} \cdot 10^{-6}/°C$$
$$= -102 \cdot 10^{-6}/°C.$$

Beispiel 36

In einer Serienschaltung der Kondensatoren 100 pF und 80 pF möchte man einen $TK_{Cs} = - 10 \cdot 10^{-6}/°C$ einstellen. Der

100-pF-Kondensator hat einen TK_{C2}-Wert von $+ 33 \cdot 10^{-6}/°C$. Welchen Temperaturkoeffizienten muß man dem 80-pF-Kondensator geben?

$$TK_{C1} = \left(- 10 + \frac{80}{100}(- 10 - 33)\right) \cdot 10^{-6}/°C$$
$$= - 44 \cdot 10^{-6}/°C.$$

Beispiel 37

Der $TK_L = + 50 \cdot 10^{-6}/°C$ einer Spule ist zu kompensieren. Es stehen TK_C-Werte N 150 und P 033 zur Verfügung. Es ist eine Kreiskapazität von 65 pF erforderlich; sie soll durch zwei noch zu bestimmende Kondensatoren realisiert werden. Welche Werte müssen diese Kondensatoren in Verbindung mit dem TK_{Cp} haben?

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{- 50 - (- 150)}{33 + 50} = 1{,}138.$$

Da der TK_L positiv ist, muß der TK_C das entgegengesetzte Vorzeichen haben. Für die Parallelschaltung von Kondensatoren gilt

$$C = C_1 + C_2.$$

Setzt man $C_1 = 1{,}138\ C_2$ in die soeben genannte Beziehung ein, dann ergibt sich für $C_2 = 65/1{,}138 = 30{,}4$ pF.
Also sind die beiden Kapazitäten

$$C_1 = 34{,}6 \text{ pF } TK_{C1} = + 33 \cdot 10^{-6}/°C,$$
$$C_2 = 30{,}4 \text{ pF } TK_{C2} = - 150 \cdot 10^{-6}/°C.$$

Welchen Wert müßten die Kondensatoren erhalten, wenn die gleiche Kompensation mit einer Serienschaltung erreicht werden soll?

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{- 55 - 33}{- 150 - (- 50)} = 0{,}9.$$

Mit

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad \text{und } C_1 = 0{,}9\ C_2 \text{ sind dann}$$

$C_1 = 123$ pF und $C_2 = 137$ pF.

11. Erklärung der Zeichen

Zeichen	Bedeutung
$=$	gleich
$\equiv$	identisch gleich
$\triangleq$	entspricht
$\sim$	proportional
$\approx$	angenähert, nahezu gleich
$<$	kleiner als
$>$	größer als
$\ll$	klein gegen
$\gg$	groß gegen
$\leqq$	kleiner oder gleich
$\geqq$	größer oder gleich
$\lvert\ \rvert$	Betrag
$\parallel$	parallel
arc tan	Arcustangens
$\widehat{b}$	Bogenmaß $= 1{,}75 \cdot 10^{-2}\ {}^\circ\alpha$
a_1; a_2	Unterscheidung von Größen durch Indizes
Δ	Abschnitt (Differenz)

Zeichen	Bedeutung
U, I, R, v usw.	Betrag; Effektivwert
$\hat{u}$, $\hat{i}$	Amplitude
$\mathfrak{U}$, $\mathfrak{I}$, u	Momentanwert
$\mathfrak{R}$	komplexe Größe
e	2,718
e^{-1}	0,367
π	3,14
$1/\pi^2$	$\approx 10^{-1}$
$1/2\,\pi$	$\approx 1{,}59 \cdot 10^{-1}$
Ω	normierte Verstimm.
lg	Briggsscher Logarith.
ln	natürl.Logarithmus
lnx	$\approx 2{,}3 \cdot$ lgx
sin	Sinus
cos	Cosinus
tan	Tangens
cot	Cotangens
a'; a''	Unterscheidung von Größen durch hochgestellte Striche

12. Literaturhinweise

[1] Der Röhrenverstärker, „Funktechnik", 1951/5

[2] C. Rint — Rundfunk-Bandfilter, Handbuch für Elektrotechniker, Seite 190, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde

[3] H. Frühauf — Rundfunk-Siebschaltungen, 2. Lehrbrief, Seite 92 ff., VEB Verlag Technik, Berlin

[4] H.Rothe, W.Kleen — Elektronenröhren als End- und Senderverstärker, Seite 76 ff., Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig

[5] H. Frühauf — Hochfrequenztechnik, 1. Lehrbrief (Fernstudium TU), Seite 27, VEB Verlag Technik, Berlin

[6] Autorenkollektiv — Rundfunk-Sendetechnik (Ingenieurfernstudium), Lehrbrief 2

[7] Telefunken Laborbuch, Franzis Verlag, München

[8] H. Frühauf — Elektronenröhren, 2. Lehrbrief, Fernstudium TU, Seite 105, VEB Verlag Technik, Berlin

[9] Hochfrequenz Kondensatoren, Ausgabe Dezember 1962, Seite 23, VEB Keramische Werke, Hermsdorf

[10] Autorenkollektiv — Anwendung der Elektronenröhren, 5. Band, N. V. Philips, Eindhoven

[11] Fr. Brzoska/W. Bartsch — Mathematische Formelsammlung, Seite 28, Fachbuchverlag, Leipzig

[12] Autorenkollektiv — Hütte IV B
Verlag W. Ernst und Sohn, Berlin-München

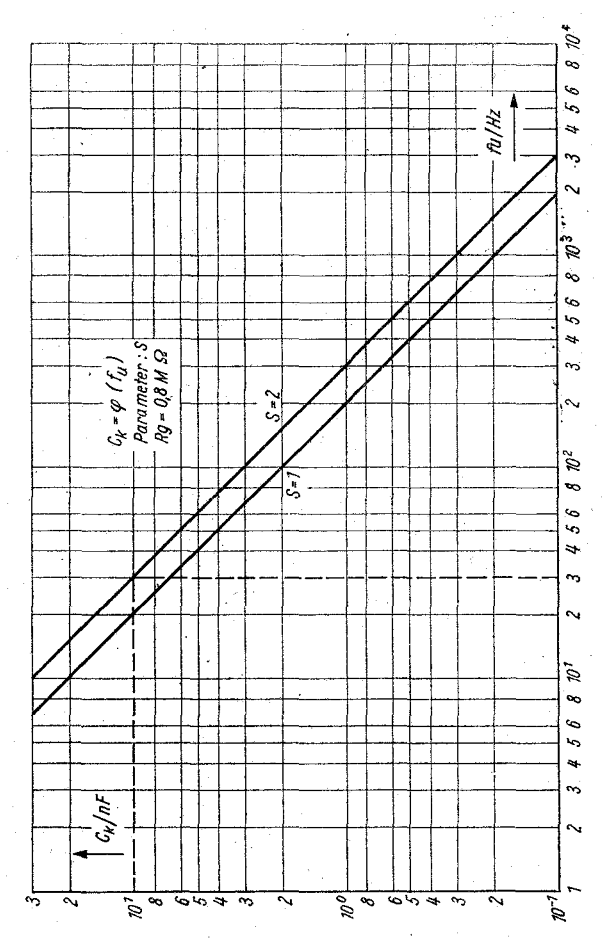


Diagramm 1
Ermittlung des Kopplungskondensators bei gegebener unterer Grenzfrequenz.
Abszisse: f_u in Hz; Ordinate: C_k in nF;
Parameter: s = Anzahl der Verstärkerstufen.
Es wird bei f_u ein Verstärkungsabfall von 0,707 angenommen. Der Gitterableitwiderstand der Stufen beträgt je 0,8 MΩ.
Beispiel: Die untere Grenzfrequenz von 30 Hz kann nur dann übertragen werden, wenn C_k wenigstens 10 nF hat.

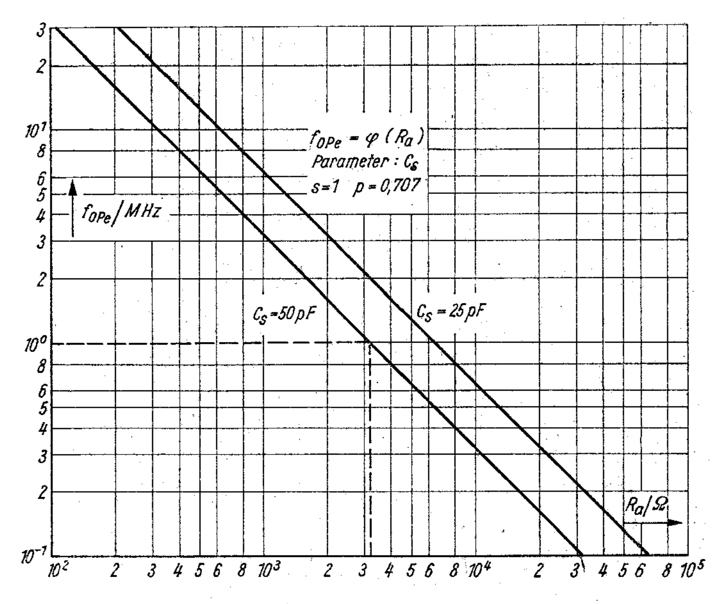


Diagramm 2

Bestimmung der oberen Grenzfrequenz eines Breitbandverstärkers mit Pentoden.

Abszisse: Außenwiderstand R_a in Ω; Ordinate: f_0 in MHz; Parameter: C_s = die Kapazität, die die Verstärkung mit steigender Frequenz begrenzt. Das Diagramm gilt für einen einstufigen Verstärker. Ein Abfall von 0,707 bei f_0 ist zugelassen.

Beispiel: Ein Außenwiderstand von 3,2 kΩ gestattet, eine Frequenz von 1 MHz zu übertragen. Dabei wird die schädliche Kapazität von 50 pF angenommen.

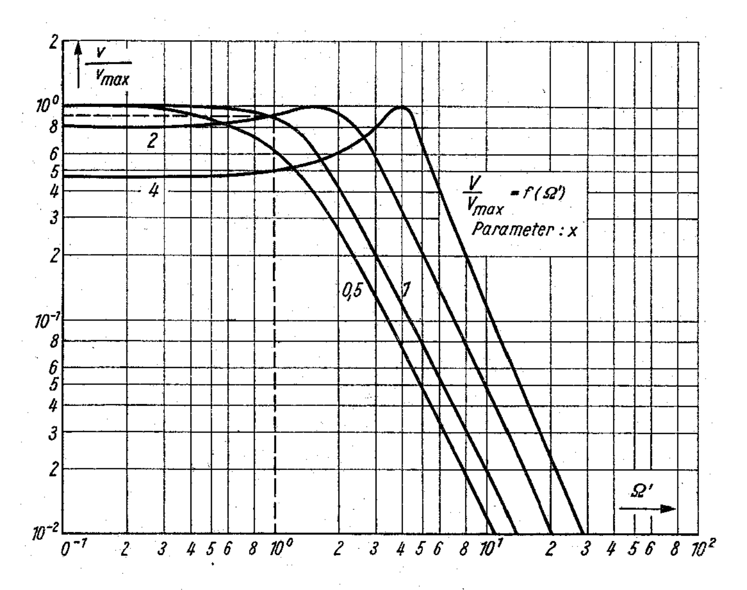


Diagramm 3
Abhängigkeit der Verstärkung eines Selektivverstärkers mit Bandfilterkopplung von der normierten Verstimmung $\left(\frac{\hat{u}_{g3}}{\hat{u}_{g2}}\right)$.
Abszisse: Ω'; Ordinate: v/v_{max}; Parameter: x = relatives Kopplungsmaß.
Beispiel: Für eine normierte Verstimmung von 1 ergibt sich mit x = 1 (kritische Kopplung) ein Verstärkungsabfall von etwa 0,9.

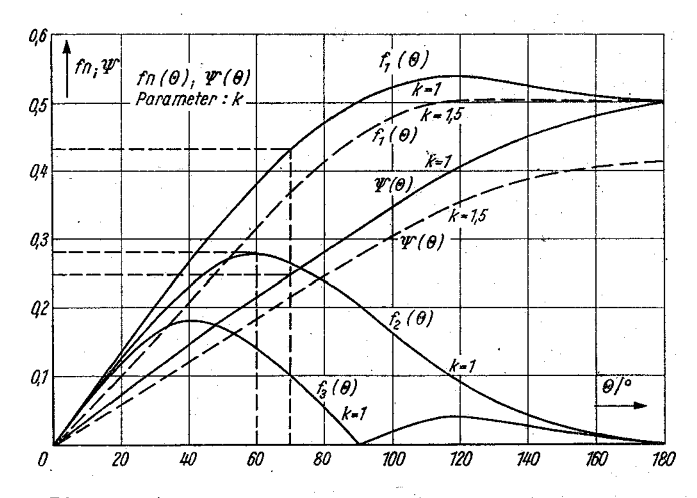


Diagramm 4
f_n (Θ) und Ψ (Θ).
Die Werte der Funktionen dienen zur Bestimmung des Anodengleichstroms und -wechselstroms einer Senderendstufe.
Abszisse: Stromflußwinkel; Ordinate: Funktionswerte.
Parameter: Kennlinienkoeffizient, d. h. Verlauf der Kennlinie.
Beispiel: Bei einem Stromflußwinkel von 70° ergibt sich für f_1 (Θ) = 0,436 und für Ψ (Θ) = 0,253. Zur Bestimmung des Anodenwechselstroms bei Verdopplern benutzt man f_2 (Θ). Legt man auch hier k = 1 zugrunde, dann ist mit Θ = 60° f_2 (Θ) = 0,275.

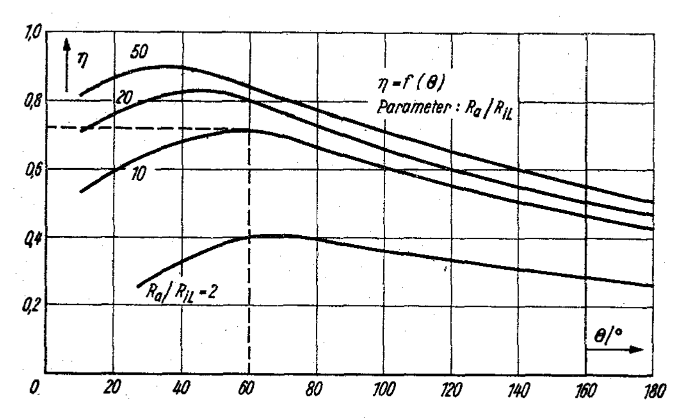
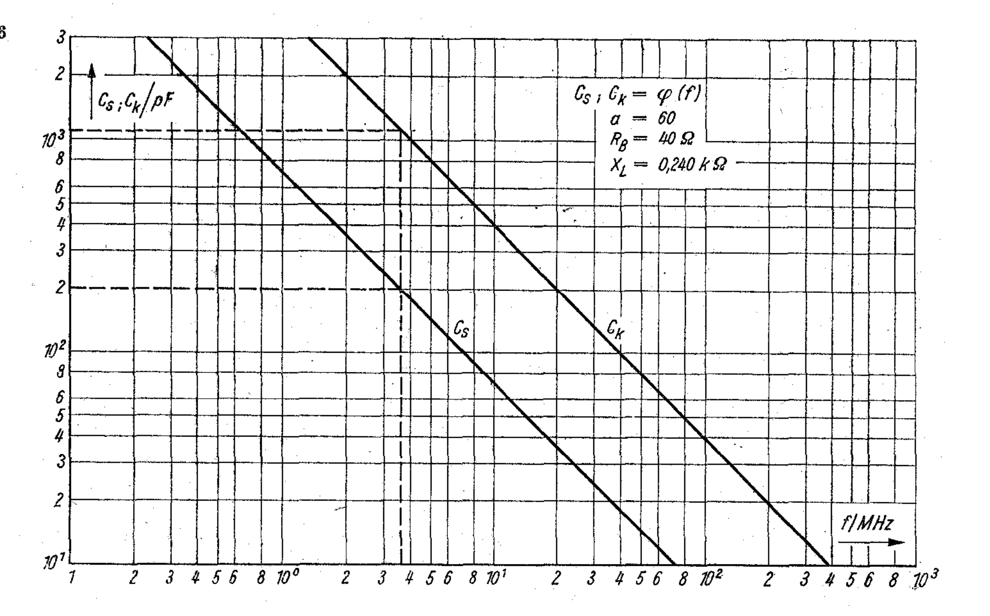


Diagramm 5
Der Anodenwirkungsgrad einer Senderendstufe als Funktion des Stromflußwinkels.
Abszisse: Stromflußwinkel; Ordinate: Wirkungsgrad; Parameter: R_a/R_{iL}.
Beispiel: Mit $R_a/R_{iL} = 10$ und dem Winkel von 60° ergibt sich ein $\eta = 0{,}73$.

Diagramm 6
Die Kapazitäten C_s und C_k des π-Gliedes.
Es wird ein Verhältnis a = 60 angenommen. Ebenso ist $R_b = 40\ \Omega$ vorgegeben. Daraus folgt, daß die Werte von C_s und C_k nur näherungsweise angegeben werden, da sowohl der Außenwiderstand wie der Lastwiderstand in der Praxis andere Werte haben können. Die Kondensatoren sind allgemein variabel. Sehr oft kann man den Blindwiderstand des Längsgliedes mit einem Durchschnittswert von 240 Ω annehmen.
Abszisse: Betriebsfrequenz; Ordinate: C_s, C_k.
Beispiel: Bei einer Frequenz von 3,6 MHz, einem Lastwiderstand von 40 Ω und einem Außenwiderstand von 2400 Ω muß $C_s = 195$ pF, $C_k = 1100$ pF betragen.

Diagramm 6



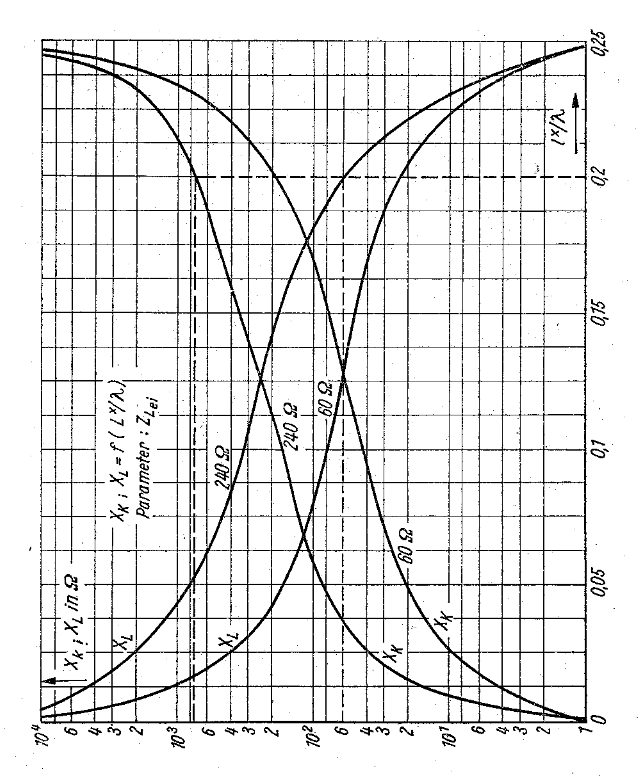


Diagramm 7

Blindwiderstand von offener und kurzgeschlossener Leitung.

Abszisse: Das Verhältnis von der elektrischen Länge zur Betriebswellenlänge; Ordinate: Die Blindwiderstände von offener Leitung X_L und geschlossener Leitung X_k;

Parameter: Wellenwiderstand einer 60-Ω- und einer 240-Ω-Leitung.

Beispiel: Ein Verhältnis von 0,2 einer offenen Leitung ergibt X_L = 60 Ω (kapazitiv). Ist sie dagegen geschlossen, erhält man X_k = 750 Ω (induktiv), wenn Z_{Lei} = 240 Ω beträgt.

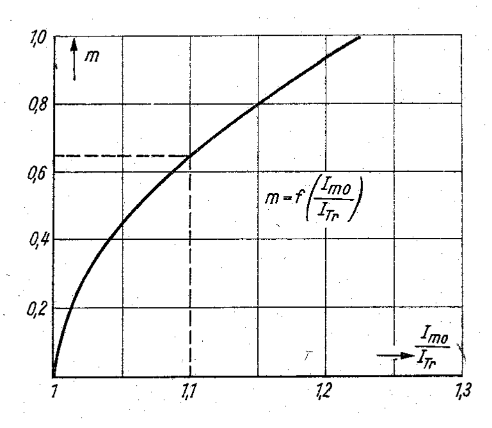


Diagramm 8
Modulationsgrad als Funktion des Verhältnisses vom Antennenstrom im modulierten zum unmodulierten Zustand.
Abszisse: I_{mo}/I_{tr}; Ordinate: Modulationsgrad.
Beispiel: Bei einem Verhältnis von 1,1 ist ein Modulationsgrad von 0,65 · 100 = 65 % vorhanden.

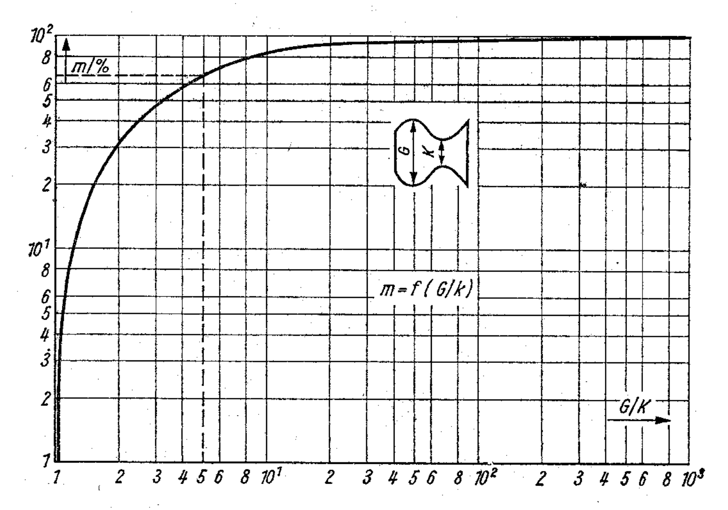


Diagramm 9

Modulationsgrad als Verhältnis zweier Längen. Aus der Wiedergabe einer amplitudenmodulierten Schwingung am Katodenstrahloszillografen läßt sich m angeben, wenn man die Längen G und K ermittelt.

Abszisse: Verhältnis G/K; Ordinate: m.

Beispiel: G/K = 5 ergibt einen Modulationsgrad von etwa 65 %.

Diagramm 10

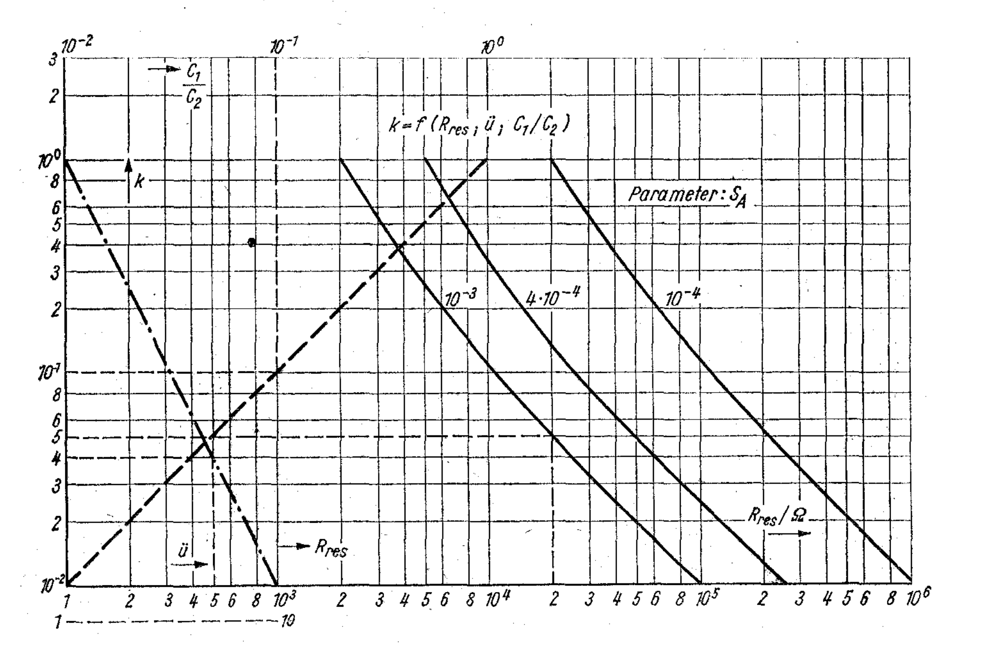
Rückkopplungsfaktor als Funktion des Resonanzwiderstands bei kapazitiver Dreipunktschaltung sowie Spannungsteilerkapazitäten. Ferner K als Funktion des Übersetzungsverhältnisses einer induktiven Dreipunktschaltung.

Abszisse: R_{res}, C_1/C_2 und ü; Ordinate: K;

Parameter: Arbeitssteilheiten 1 — 0,4 — 0,1 mA/V.

Beispiel: Bei einem Resonanzwiderstand von 20 kΩ und einer Steilheit von 1 mA/V muß K = 0,05 sein. Ist C_1/C_2 = 0,1, so ergibt sich daraus ein K = 0,1. Beträgt das Verhältnis der Windungszahlen ü = 5 (bei einer induktiven Dreipunktschaltung), so ist K = 0,04.

Diagramm 10



$k = f\,(R_{res}\,;\ \ddot{u}\,;\ C_1/C_2)$
Parameter: S_A
10^{-3}
$4 \cdot 10^{-4}$
10^{-4}
C_1/C_2
k
ü
R_{res}
R_{res}/Ω
10^{-2}
10^{-1}
10^{0}
10^{3}
10^{4}
10^{5}
10^{6}
1
10

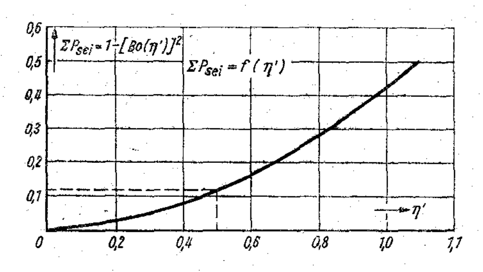
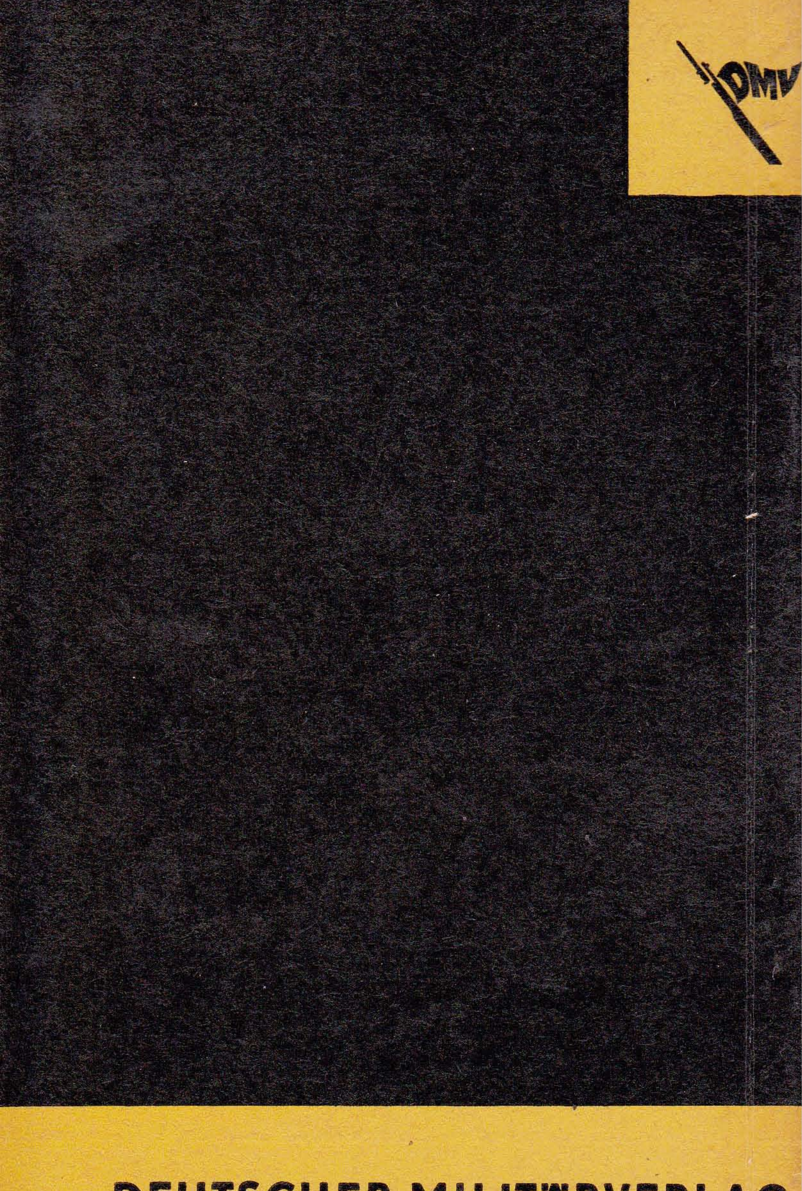


Diagramm 11
Summe der Seitenfrequenzleistungen als Funktion des Modulationsindex.
Abszisse: Modulationsindex; Ordinate: Summe der Seitenfrequenzleistungen.
Beispiel: Ein Modulationsindex von 0,5 ergibt etwa 0,12 der Trägerleistung.

Redaktionsschluß: 15. Januar 1965

1.—20. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1965
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann
Vorauskorrektur: Ilse Fähndrich · Korrektor: Rita Abraham
Hersteller: Günter Hennersdorf
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam, A 303
EVP: 1,90 MDN



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG